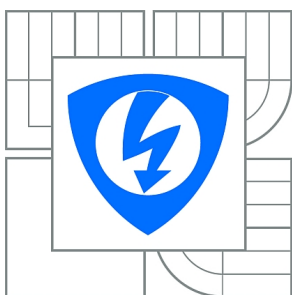




VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

NÁVRH ANTÉNNÍ JEDNOTKY PŘÍSTUPOVÉHO BODU PRO OFF-BODY KOMUNIKACI V ISM PÁSMU 61 GHZ

DESIGN OF THE ANTENNA UNIT OF ACCESS POINT FOR OFF-BODY COMMUNICATION IN
THE 61 GHZ ISM BAND

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. JAN MIŘÁCKÝ

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. JAN PUSKELY, Ph.D.

BRNO 2015



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Jan Miřácký

ID: 136561

Ročník: 2

Akademický rok: 2014/2015

NÁZEV TÉMATU:

Návrh anténní jednotky přístupového bodu pro off-body komunikaci v ISM pásmu 61 GHz

POKyny PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte možnosti návrhu anténní jednotky v ISM pásmu 61 GHz pro aplikaci indoor přístupového bodu off-body komunikace. Zaměřte se na antény, které mají relativně všesměrové vyzařovací vlastnosti a jsou schopny tvořit anténní řady. S využitím CST Microwave studia, a nebo jiného ve škole dostupného softwaru, navrhnete základní element výsledné anténní jednotky a ověřte jeho funkčnost.

Navrhnete ze základního elementu anténní řadu. Při modelování a optimalizaci v programu CST Microwave Studio zohledněte zejména vyzařovací vlastnosti antény, které by měli mít ideálně všesměrový charakter. Navrženou anténní strukturu realizujte a proměřte. Diskutujte dosažené výsledky a její vhodnost pro off-body komunikaci.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] BALANIS, C.A., Antenna Theory: Analysis and Design, John Wiley & Sons, 2005, ISBN: 047166782X.

[2] CHAHAT, N.; ZHADOBOV, M.; LE COQ, L.; ALEKSEEV, S.I.; SAULEAU, R., "Characterization of the Interactions Between a 60-GHz Antenna and the Human Body in an Off-Body Scenario," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on , vol.60, no.12, pp.5958,5965, Dec. 2012.

Termín zadání: 9.2.2015

Termín odevzdání: 21.5.2015

Vedoucí práce: Ing. Jan Puskely, Ph.D.

Konzultanti diplomové práce:

doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Obsahem této diplomové práce je teoretický popis návrhu, praktické numerické modelování a optimalizace pomocí parametrických analýz kruhové antény a kruhové štěrbinové antény, vytvořených na bázi vlnovodu integrovaného do substrátu. První anténa má relativně všesměrové vyzařovací vlastnosti v horizontální rovině, druhá anténa naopak ve vertikálním směru a jsou konstruovány za účelem integrace do anténní řady, která poslouží jako anténní jednotka přístupového bodu. Antény jsou vyrobeny a experimentálně ověřeny. V práci je pro modelování využito vývojového programu CST Microwave Studio.

KLÍČOVÁ SLOVA

Off-body, Pásmo ISM 61 GHz, trychtýřová anténa s H-aperturou, SIW, kruhová anténa, všesměrové vyzařování, štěrbinová anténa, anténní řada.

ABSTRACT

The Master's thesis deals with the theoretical design, practical numerical analyses and optimization of disc-like antenna and disc-like slot antenna. The antennas have relative omnidirectional radiation characteristics in the horizontal plane, respectively in the vertical plane. Antennas exploit the substrate integrated waveguide technology. The antennas themselves are designed for the purpose of making the antenna array that will be work as an antenna unit for access point. The antennas are manufactured and experimentally verified. The program CST Microwave Studio is used for simulation in the thesis.

KEYWORDS

Off-body, 61 GHz ISM band, H-plane sectoral horn, SIW, disc-like antenna, omnidirectional radiation pattern, slot antenna, antenna array.

MIŘÁCKÝ, J. *Návrh anténní jednotky přístupového bodu pro off-body komunikaci v ISM pásmu 61 GHz*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2015. 62 s. Diplomová práce. Vedoucí práce: Ing. Jan Puskely, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Návrh anténní jednotky přístupového bodu pro off-body komunikaci v ISM pásmu 61 GHz jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Janu Puskelymu, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce a rovněž za čas, po který se mi věnoval při konzultačních schůzkách.

Výzkum popsany v této diplomové práci byl realizovaný v laboratořích podpořených projektem
Centrum senzorických, informačních a komunikačních systémů (SIX); registrační číslo
CZ.1.05/2.1.00/03.0072, operačního programu Výzkum a vývoj pro inovace.

OBSAH

Seznam obrázků	ix
Seznam tabulek	xiii
Úvod	1
1 KOMUNIKACE NA VYSOKÝCH KMITOČTECH	2
1.1 Off-body komunikace.....	2
1.2 Jevy v prostředí milimetrových vln.....	2
1.3 Pásmo ISM.....	4
2 VÝBĚR A ROZBOR ELEMENTU ANTÉNNÍ JEDNOTKY	5
2.1 Teorie antén	5
2.2 Trychtýřová anténa s rozšířením v horizontální rovině.....	7
2.3 Výběr substrátu	8
2.4 Vlnovod integrovaný do substrátu (SIW).....	8
2.5 Možnosti napájení anténní jednotky	12
3 PRAKTICKÝ NÁVRH ELEMENTU ANTÉNNÍ JEDNOTKY	16
3.1 Parametry a postup návrhu horn antény	16
3.1.1 Počáteční analýza navržené horn antény	17
3.1.2 Parametrické analýzy horn antény	19
3.1.3 Tvorba struktury kruhové antény	24
3.2 Kruhová anténa s rezonančními pásky	24
3.2.1 Parametrické analýzy kruhové antény	26
3.2.2 Výsledná kruhová anténa s rezonančními pásky	29
3.3 Parametry a postup návrhu štěrbinové horn antény	31
3.3.1 Parametrické analýzy štěrbinové horn antény	32
3.3.2 Tvorba struktury kruhové štěrbinové antény	36
3.4 Kruhová štěrbinová anténa	36
3.4.1 Parametrické analýzy kruhové štěrbinové antény	37
3.4.2 Výsledná kruhová štěrbinová anténa.....	40
3.5 Transformace kruhové antény s rezonančními pásky na napájecí strukturu GCPW	43
3.6 Transformace kruhové štěrbinové antény na napájecí strukturu GCPW	45

4	ANTÉNNÍ ŘADA – JEDNOTKA PŘÍSTUPOVÉHO BODU	49
4.1	Návrh anténní jednotky a parametrické analýzy.....	49
4.2	Vyhodnocení anténní jednotky	51
5	VÝROBA A EXPERIMENTÁLNÍ MĚŘENÍ	53
5.1	Kruhová anténa s rezonančními pásy - zhodnocení.....	54
5.2	Kruhová štěrbinová anténa – zhodnocení.....	55
6	ZÁVĚR	58
	Literatura	59
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	61

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1:	Ztráty volným prostředím v závislosti na vzdálenosti.[1]	3
Obr. 2.1:	Směrové charakteristiky izotropního zářiče v horizontální a vertikální rovině.....	5
Obr. 2.2:	Směrové charakteristiky půlvlnného dipólu v horizontální a vertikální rovině.....	6
Obr. 2.3:	Nárys trychtýřové antény s rozšířením v horizontální rovině (převzato z [7]).	7
Obr. 2.4:	Model vlnovodu integrovaného do substrátu (SIW).....	9
Obr. 2.5:	Standardní kovový vlnovod a vlnovod vyplněný dielektrikem (převzato z [10])......	9
Obr. 2.6:	Mikropáskové vazební vedení a mikropáskově buzená štěrbina (převzato z [12]).....	12
Obr. 2.7:	Induktivní koplanární vedení a koplanární vedení se smyčkou (převzato z [12]).....	13
Obr. 2.8:	Vlevo klasický 1.85 mm (V) konektor, vpravo jeho obdoba End Launch (převzato z [13]).....	13
Obr. 2.9:	Nákres konektoru umístěného na strukturu GCPW s přechodem na SIW ...	14
Obr. 2.10:	Frekvenční závislost činitele odrazu S_{11} a činitele přenosu S_{21} navržené napájecí struktury	15
Obr. 3.1:	Struktura původní horn antény	16
Obr. 3.2:	Frekvenční závislost činitele odrazu S_{11} původní horn antény.....	17
Obr. 3.3:	3D směrová vyzařovací charakteristika včetně struktury horn antény	18
Obr. 3.4:	Směrová vyzařovací charakteristika v horizontální rovině	18
Obr. 3.5:	Směrová vyzařovací charakteristika ve vertikální rovině	19
Obr. 3.6:	Vliv změny délky přesahu L_s substrátu na směrovou charakteristiku v horizontální rovině	20
Obr. 3.7:	Vliv změny počtu rezonančních pásků N na směrovou charakteristiku v horizontální rovině	20
Obr. 3.8:	Vliv změny délky L rezonančního kovového pásku na směrovou charakteristiku v horizontální rovině	21
Obr. 3.9:	Vliv změny šířky mezery s mezi pásky na směrovou charakteristiku v horizontální rovině	21
Obr. 3.10:	Motiv výsledné struktury horn antény včetně její obdoby se siw prokovy ..	22

Obr. 3.11: Frekvenční závislost činitele odrazu S_{11} horn antény	22
Obr. 3.12: Směrová vyzařovací charakteristika v horizontální rovině	23
Obr. 3.13: Směrová vyzařovací charakteristika ve vertikální rovině	23
Obr. 3.14: Postupný vývoj struktury kruhové antény [14].....	24
Obr. 3.15: Základní motiv kruhové antény s rezonančními pásy	25
Obr. 3.16: Směrová vyzařovací charakteristika ve vertikální rovině	25
Obr. 3.17: Vliv změny poloměru r_1 vzdálenosti zkratovacích pinů od koaxiálního napáječe na frekvenční závislost činitele odrazu	26
Obr. 3.18: Vliv změny poloměru r_2 kruhového středu na frekvenční závislost činitele odrazu	27
Obr. 3.19: Směrová vyzařovací charakteristika v horizontální rovině	27
Obr. 3.20: Směrová vyzařovací charakteristika ve vertikální rovině	28
Obr. 3.21: Směrová vyzařovací charakteristika v horizontální rovině	28
Obr. 3.22: 3D směrová vyzařovací charakteristika včetně struktury kruhové antény ...	29
Obr. 3.23: Frekvenční závislost činitele odrazu S_{11} kruhové antény.....	30
Obr. 3.24: Směrová vyzařovací charakteristika kruhové antény v horizontální rovině	30
Obr. 3.25: Struktura šterbinové horn antény	31
Obr. 3.26: Vliv změny šířky šterbiny W_s na frekvenční závislost činitele odrazu	32
Obr. 3.27: Vliv změny délky ústí apertury L_a na frekvenční závislost činitele odrazu	32
Obr. 3.28: Směrová vyzařovací charakteristika ve vertikální rovině	33
Obr. 3.29: Vliv změny délky šterbiny L_s na frekvenční závislost činitele odrazu	33
Obr. 3.30: Směrová vyzařovací charakteristika ve vertikální rovině	34
Obr. 3.31: 3D směrová vyzařovací charakteristika včetně struktury šterbinové horn antény	34
Obr. 3.32: Frekvenční závislost činitele odrazu S_{11} šterbinové horn antény	35
Obr. 3.33: Směrová vyzařovací charakteristika šterbinové horn antény ve vertikální rovině.....	35
Obr. 3.34: Postupný vývoj struktury kruhové šterbinové antény	36
Obr. 3.35: Vliv změny vzdálenosti r_3 šterbiny od středu antény na frekvenční závislost činitele odrazu.....	37
Obr. 3.36: Vliv změny vzdálenosti r_3 šterbiny od středu antény na směrovou charakteristiku v rovině $\Phi 0^\circ$	38
Obr. 3.37: Vliv změny vzdálenosti r_3 šterbiny od středu antény na směrovou charakteristiku v rovině $\Phi 90^\circ$	38
Obr. 3.38: Výsledný motiv kruhové šterbinové antény	39
Obr. 3.39: Vliv změny vzdálenosti r_4 vnější šterbiny na směrovou charakteristiku	

v rovině $\Phi 0^\circ$	39
Obr. 3.40: Vliv změny vzdálenosti r_4 vnější štěrbině na směrovou charakteristiku v rovině $\Phi 90^\circ$	40
Obr. 3.41: Frekvenční závislost činitele odrazu S_{11} kruhové štěrbinové antény.....	41
Obr. 3.42: Směrová vyzařovací charakteristika kruhové štěrbinové antény v rovině $\Phi 0^\circ$	41
Obr. 3.43: Směrová vyzařovací charakteristika kruhové štěrbinové antény v rovině $\Phi 90^\circ$	42
Obr. 3.44: 3D směrová vyzařovací charakteristika včetně struktury kruhové štěrbinové antény	42
Obr. 3.45: Postup umístění kruhové antény s rezonančními pásky na napájení GCPW	43
Obr. 3.46: Motiv výsledné struktury kruhové antény s pásky s GCPW	43
Obr. 3.47: Frekvenční závislost činitele odrazu S_{11} kruhové antény s pásky - srovnání	44
Obr. 3.48: Směrová vyzařovací charakteristika kruhové antény s pásky v horizontální rovině - srovnání	44
Obr. 3.49: 3D směrová vyzařovací charakteristika antény s pásky s GCPW	45
Obr. 3.50: Motiv výsledné struktury kruhové štěrbinové antény s GCPW	46
Obr. 3.51: Frekvenční závislost činitele odrazu S_{11} kruhové štěrbinové antény - srovnání	46
Obr. 3.52: Směrová vyzařovací charakteristika kruhové štěrbinové antény v rovině $\Phi 0^\circ$ - srovnání.....	47
Obr. 3.53: Směrová vyzařovací charakteristika kruhové štěrbinové antény v rovině $\Phi 90^\circ$ - srovnání.....	47
Obr. 3.54: 3D směrová vyzařovací charakteristika štěrbinové antény s GCPW	48
Obr. 4.1: Postup sestavení anténní jednotky	49
Obr. 4.2: Vliv změny výšky substrátu h_s na směrovou charakteristiku v rovině $\Phi 0^\circ$	50
Obr. 4.3: Vliv změny výšky substrátu h_s na frekvenční závislost činitele odrazu.....	50
Obr. 4.4: Frekvenční závislost činitele odrazu S_{11} anténní jednotky.....	51
Obr. 4.5: Směrová vyzařovací charakteristika anténní jednotky v rovině $\Phi 0^\circ$	51
Obr. 4.6: 3D směrová vyzařovací charakteristika anténní jednotky.....	52
Obr. 5.1: Vlevo kruhová štěrbinová anténa, vpravo kruhová anténa s rezonančními pásky.....	53
Obr. 5.2: Frekvenční závislost činitele odrazu S_{11} kruhové antény s pásky - měření	54
Obr. 5.3: Směrové vyzařovací charakteristiky kruhové antény s pásky v horizontální rovině - měření	54

Obr. 5.4:	Frekvenční závislost činitele odrazu S_{11} kruhové šěrbinové antény - měření	55
Obr. 5.5:	Směrové vyzařovací charakteristiky v rovině $\Phi 0^\circ$, složka Theta.....	56
Obr. 5.6:	Směrové vyzařovací charakteristiky v rovině $\Phi 0^\circ$, složka Phi	56
Obr. 5.7:	Směrové vyzařovací charakteristiky v rovině $\Phi 90^\circ$, složka Theta.....	57
Obr. 5.8:	Směrové vyzařovací charakteristiky v rovině $\Phi 90^\circ$, složka Phi	57

SEZNAM TABULEK

Tab. 1.1:	Souhrn mikrovlnných kmitočtových ISM pásem [4].....	4
Tab. 2.1:	Výhody planární a trychtýřové antény [1].....	6
Tab. 2.2:	Standardní parametry substrátu CuClad 233 a CuClad 217 [8].....	8
Tab. 3.1:	Souhrn rozměrů kruhové antény s rezonančními pásy.....	29
Tab. 3.2:	Souhrn rozměrů kruhové štěrbinové antény	40

ÚVOD

Cílem diplomové práce je prostudovat možnosti návrhu anténní jednotky, která poslouží přístupovému bodu off-body komunikace. Jedná se o komunikaci v bezlicenčním mikrovlnném pásmu ISM 61 GHz pro indoor (domovní) aplikaci. Podmínkou pro anténní jednotku je relativně všesměrové vyzařování a schopnost tvořit anténní řadu. V práci jsou za pomoci vývojového programu CST Microwave Studio navrženy dva základní elementy výsledné anténní řady, které jsou později transformovány na napájecí strukturu GCPW. Oba elementy jsou vyrobeny a experimentálně ověřeny. Návrh anténní jednotky je analyzován a výsledky komentovány.

První část práce se zabývá obecně komunikací na vysokých kmitočtech. Popsán je způsob přenosu dat mezi jednotlivými zařízeními off-body komunikace. Rovněž je proveden rozbor jevů v prostředí milimetrových vln, které významně ovlivňují rádiové spoje. Poslední podkapitola je věnována pásmu ISM 61 GHz, které je určeno převážně pro průmyslové, vědecké a lékařské účely.

Dalším krokem byl vhodný výběr a rozbor anténní jednotky s teoreticky všesměrovým vyzařováním. Na kmitočtech v řádu desítek GHz již délka vlny dosahuje pouhých jednotek milimetrů, což znamená velmi malé rozměry antény. Po konzultaci s vedoucím diplomové práce byl zvolen návrh trychtýřové (horn) antény s rozšířením v horizontální rovině, který byl transformován do struktury na bázi vlnovodu integrovaného do substrátu (SIW). Došlo k rozboru možností napájení anténní jednotky.

Následující část je již prakticky zaměřena na samotný návrh elementu anténní jednotky ve výpočetním programu. V úvodu je provedena počáteční analýza horn antény, ta je poté parametrickým rozmítáním laděna za účelem dosažení maximálního zisku v horizontální rovině. Úpravou horn antény je dosaženo kruhové struktury antény s rezonančními pásy. Simulací a provedením parametrických analýz je navržen výsledný motiv antény s relativně všesměrovým vyzařováním v horizontální rovině.

Dalším bodem práce je intuitivní návrh šterbinové trychtýřové antény s příčným vyzařováním (ve vertikálním směru). Struktura je odladěna pomocí parametrických analýz a následně transformována do kruhové šterbinové antény. Ta je poté vhodně doladěna do relativně všesměrového vyzařování a přizpůsobena. Oba anténní elementy jsou pro výrobní účely transformovány na napájecí strukturu GCPW a analyzovány.

Propojením anténních elementů z předchozí kapitoly vzniká struktura anténní řady neboli jednotky přístupového bodu. Provedením parametrického rozmítání výšky vloženého substrátu je nalezena vzdálenost, kdy jednotka vykazuje dobré přizpůsobení a zároveň relativně všesměrové vyzařovací vlastnosti. V závěru je diskuze o dalších možnostech zdokonalení anténní jednotky.

Poslední část je věnována postupu při výrobě anténních elementů a měření jejich vlastností. Porovnány jsou simulované a měřené činitele odrazu a směrové vyzařovací charakteristiky.

1 KOMUNIKACE NA VYSOKÝCH KMITOČTECH

Vzhledem k nezastavitelnému pokroku se stále více zaplňuje kmitočtové pásmo centimetrových vln (přibližně jednotky až desítky GHz) vzrůstajícím počtem bezdrátových aplikací, což zpřísňuje nároky na vytváření mnohem selektivnějších zařízení než doposud. Z tohoto důvodu se moderní technika uchyluje k hledání perspektivnějšího kmitočtového pásma, kterým jsou milimetrové vlny (desítky až stovky GHz).[1]

1.1 Off-body komunikace

V posledních letech dochází k rozvoji takzvaných Body-Area Networks (BAN), což lze do češtiny volně přeložit jako *sítě oblasti těla*. Poskytují bezdrátové spojení mezi komunikačními zařízeními umístěnými na těle (on-body), v blízkosti těla (off-body) nebo přímo implantovanými v těle (in-body). BAN nacházejí nejčastější uplatnění v mnoha aplikacích z oblasti medicíny, sportu, vojenství nebo inteligentních domácností.[2]

Typickým příkladem off-body komunikace v lékařství je snímání fyziologických dat pomocí senzorů na těle, kdy je v blízkosti pacienta (často na stěnách) umístěna anténní jednotka, která aktivitu senzorů přijímá a procesor přístupového bodu posílá data zpracuje, případně předá pomocí standardních datových sítí (Wi-Fi, Bluetooth). Tento způsob sbírání a vyhodnocování dat přináší několik výhod. Nejenže je pacient zbaven množství vodičů, které ho svou délkou omezují v pohybu, ale také lze monitorovat zdravotní stav i mimo nemocniční zařízení přímo u dotyčného doma.

Do popředí zájmu se právě ve spojení s BAN dostávají zařízení nositelné elektroniky (elektronika integrovaná do oděvů), mezi které patří například GPS navigace, mobilní komunikace a další. V budoucnu lze spatřit využití převážně u přístrojů pro denní potřeby při různých příležitostech nebo při dorozumívání se záchranných složek jako jsou hasiči, zdravotníci a policisté [3].

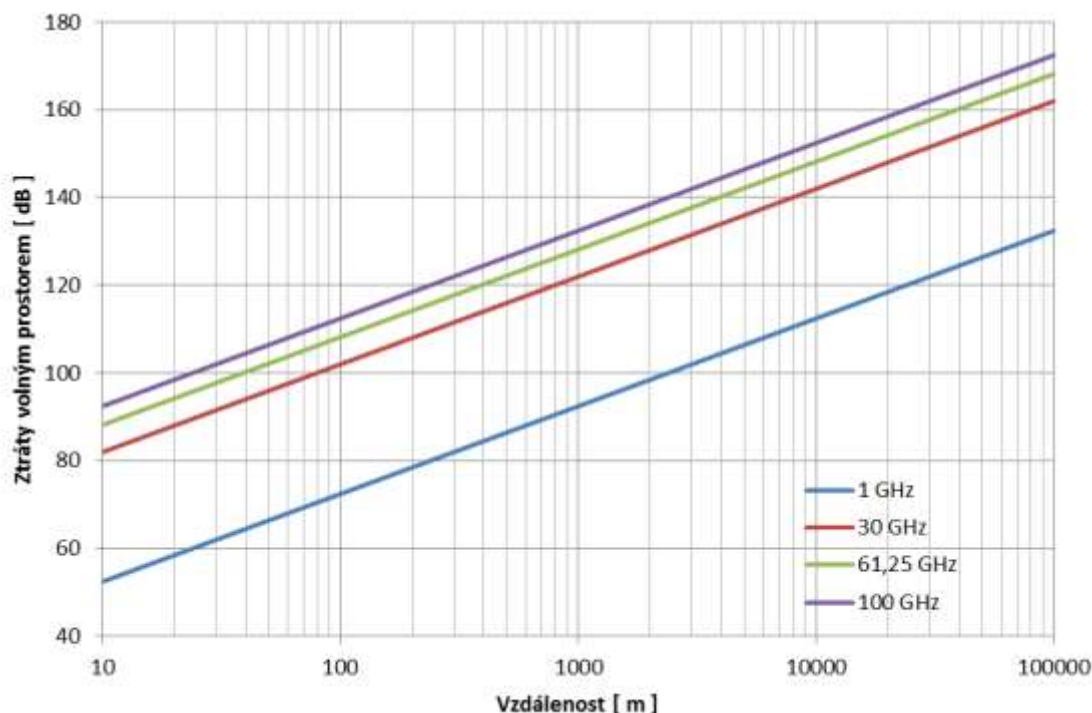
1.2 Jevy v prostředí milimetrových vln

Pásmo milimetrových vln má několik specifických vlastností. Je zde třeba zohlednit některé jevy, které jsou na nižších frekvencích zanedbávány, avšak zde výrazně ovlivňují šíření elektromagnetických vln prostředím. Jedná se především o ztráty volným prostředím, odraz od překážek, difrakci vln, stejně tak se uplatňují vlivy atmosféry a aktuálního počasí.

Pokud chceme získat základní představu o ztrátách volným prostorem, lze použít zjednodušený vztah [1]

$$L_z = 20 \cdot \log\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot d_s}{\lambda}\right), \quad (1.2.1)$$

kde d_s značí délku rádiového spoje a λ je vlnová délka. Pro názornější představu slouží grafická závislost ztrát volným prostředím na vzdálenosti (obr. 1.1), přičemž jsou uvedeny čtyři křivky odpovídající různým frekvencím.



Obr. 1.1: Ztráty volným prostředím v závislosti na vzdálenosti.[1]

Po bližším prozkoumání grafu je evidentní, že komunikace na vysokých kmitočtech je zatížena značným útlumem rostoucím se vzdáleností. Bezproblémový přenos je tedy zaručen pouze pro krátké úseky.

Dalším jevem, který se uplatňuje v pásmu milimetrových vln, je odraz na rozhraní prostředí (například vzduch – země). Za předpokladu šíření elektromagnetické vlny uvnitř budovy, jsou většinou odrazné plochy stěn, podlahy a stropu relativně hladké a dochází k celkovému odrazu, který zapříčiní mnohacestné šíření signálu.

Je dobré neopomenout rovněž útlum atmosférickými plyny, převážně vodní páry, kyslík, oxidy dusíku. S rostoucí frekvencí narůstá absorpce molekul plynů, která je popisována pomocí absorpčního spektra, významnou roli hraje teplota, tlak a hustota plynů. Oblasti s největším útlumem způsobeným atmosférickými plyny se nacházejí v okolí kmitočtů 60, 119, 183 a 330 GHz. Ačkoliv se vysoká hodnota útlumu v případě bezdrátové komunikace zdá nevhodná, opak je pravdou. Na relativně krátké vzdálenosti je totiž zajištěn bezpečný přenos velkého objemu dat, navíc v husté síti vysílačů může být pracovního kmitočtu využito opětovně.[1]

1.3 Pásmo ISM

V současnosti je využíváno hned několik pásem ISM v širokém kmitočtovém spektru. ISM je zkratkou pro *Industry, Science and Medical application* a použití zařízení pracujících v těchto bezlicenčních pásmech je tedy převážně pro nekomerční účely v oblasti průmyslu, vědy a lékařství. Výjimkou mezi komerčními komunikačními přenosovými systémy jsou například Bluetooth a Wi-Fi s vysokými datovými rychlostmi.

V kmitočtovém spektru centimetrových a milimetrových vln je hned několik pásem pro ISM aplikace, které jsou přehledně zobrazeny v tabulce (tab. 1.1). V České republice se plánem přidělování kmitočtových pásem zabývá Český telekomunikační úřad (ČTÚ), který vydává aktualizované vydání vyhlášky 105 dle Sbírky zákonů, přičemž musí být zohledňovány ustanovení nejnovějších doporučení dle ITU-R (Mezinárodní telekomunikační unie – Sektor radiokomunikací).

Tab. 1.1: Souhrn mikrovlnných kmitočtových ISM pásem [4]

Šířka pásma [GHz]	Střední kmitočet [GHz]
2,4 - 2,5	2,45
5,725 – 5,875	5,8
24 – 24,25	24,125
61 – 61,5	61,25
122 - 123	122,5
244 - 246	245

Z uvedené tabulky je patrná souvislost výběru právě kmitočtu 61 GHz v zadání diplomové práce. Nejenže je toto pásmo možné využít pro vlastní výzkum na akademické půdě bez nutnosti licence, ale také je v blízkosti kmitočtu s největším útlumem způsobeným atmosférickými plyny, z čehož plynou výhody uvedené v předchozí kapitole.

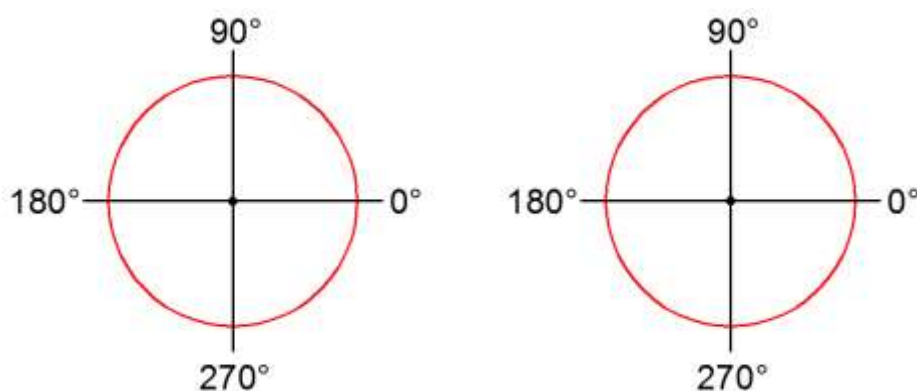
2 VÝBĚR A ROZBOR ELEMENTU ANTÉNNÍ JEDNOTKY

Vhodný výběr anténní jednotky přístupového bodu je poměrně složitá úloha. Požadavky na tyto vysílací či přijímací zařízení jsou především malé rozměry, všesměrové vyzařování a s tím spojený dostatečně vysoký zisk. Na nízkých kmitočtech k těmto účelům dostatečně poslouží různé typy drátových antén, ovšem na vysokých frekvencích (krátkých vlnových délkách) je taková anténa již nerealizovatelná. Tato kapitola tudíž bude zaměřena na řešení výše zmíněného problému, a to návrhem zcela odlišného moderního typu antény na bázi vlnovodu integrovaného do substrátu.

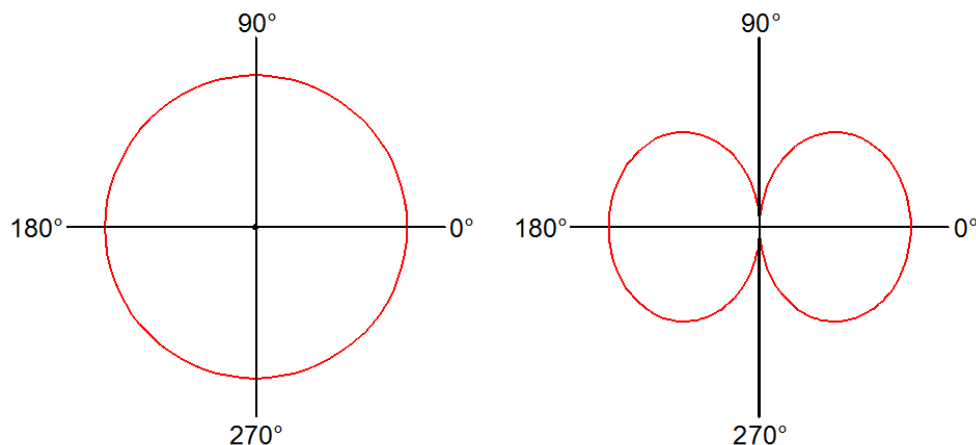
2.1 Teorie antén

Z teorie vyplývá, že dosáhnout dokonale všesměrové vyzařovací charakteristiky je v praxi nemožné, využíváno však je modelu takzvaného izotropního zářiče. Pomocí něho je dokonalou koulí graficky vyjádřena míra šíření vysílaného výkonu, přičemž v horizontální i vertikální rovině má směrová charakteristika podobu kružnice (viz obr. 2.1). Izotropní záříč rovněž slouží pro matematické vyjádření zisku antény, který je definován poměrem výkonu vysílací či přijímací antény v daném směru právě vůči výkonu referenčního izotropního zářiče. Jednotka normalizovaného zisku má v tomto případě zkratku dBi.

Izotropního zářiče jako referenčního prvku je využíváno převážně na vysokých kmitočtech, na nízkých kmitočtech k tomuto účelu často slouží půlvlnný dipól, jehož zisk se udává v jednotkách dBd a tvar směrové charakteristiky je uveden na obrázku obr. 2.2. Přepočtní vztah obou ideálních referenčních prvků přibližně odpovídá rozdílu 2,14 dB, tedy hodnotě $2,14 \text{ dBi} = 0 \text{ dBd}$. [5]



Obr. 2.1: Směrové charakteristiky izotropního zářiče v horizontální a vertikální rovině.



Obr. 2.2: Směrové charakteristiky půlvlnného dipólu v horizontální a vertikální rovině.

S veličinou zisku velmi úzce souvisí směrovost, která je vyjádřena činitelem směrovosti D . Pokud uvažujeme ideální bezztrátovou anténu, pak je zisk roven směrovosti a udáván v dBi. Jedná-li se však o anténu s reálnými ztrátami v kovových a dielektrických materiálech, promítnou se do vztahu pro výpočet zisku dle [6] rovněž ztráty impedančním nepřizpůsobením. Tento zisk je nazýván realizovaný, popřípadě skutečný, a jeho jednotkou je dB.

Pokud tedy nelze vytvořit dokonale všesměrovou anténu, bude nutné se zaměřit na anténní struktury a posléze řady, které by se za určitých podmínek mohly všesměrové anténní jednotce alespoň přiblížit. Protože je anténa pasivním prvkem, z principu je jasné, že zvýšení jejího zisku bude dosaženo zvýšením směrovosti v určitém úzkém vyzařovacím svazku. Pod pojmem anténa s relativně všesměrovými vyzařovacími vlastnostmi si tedy pro účely této diplomové práce lze představit anténu, jež je tvořena vhodným kompromisem mezi úzkým svazkem vyzařování s vysokým ziskem a kulovým svazkem vyzařování s nižším ziskem.

V oblasti milimetrových vln je často využíváno planárních mikropáskových antén se střední velikostí zisku a trychtýřových antén s vysokou hodnotou zisku. Protože trend dnešní doby směřuje ke stálému zmenšování rozměrů anténních jednotek, stejný požadavek je i na tuto práci. Za pomoci doporučené literatury bude navržena anténní struktura, která by měla kombinovat výhody planární antény s výhodami trychtýřové antény (tab. 2.1) a posléze bude struktura upravena tak, aby bylo docíleno přijatelného všesměrového vyzařování.

Tab. 2.1: Výhody planární a trychtýřové antény [1]

Planární mikropásková anténa	Trychtýřová anténa
nízký profil	vysoký zisk
snadná technologie výroby	návrh dle analytických vztahů
příznivá cena	dobré impedanční přizpůsobení
vysoká jakost antény	široké pásmo
možnost tvořit anténní řady	dobrá výkonová zatížitelnost

Výše uvedené výhody je teoreticky možné spojit vhodným návrhem motivu sektorové trychtýřové antény na oboustranně pokovené desce z dielektrického mikrovlnného materiálu, která představuje vlnovod integrovaný do substrátu (SIW). Jedná se vlastně o technologii výroby planárních antén, která zajišťuje kompromis kovového vlnovodu a mikropáskového vedení. V tomto dokumentu bude snaha uvedený postup aplikovat a prakticky ověřit.

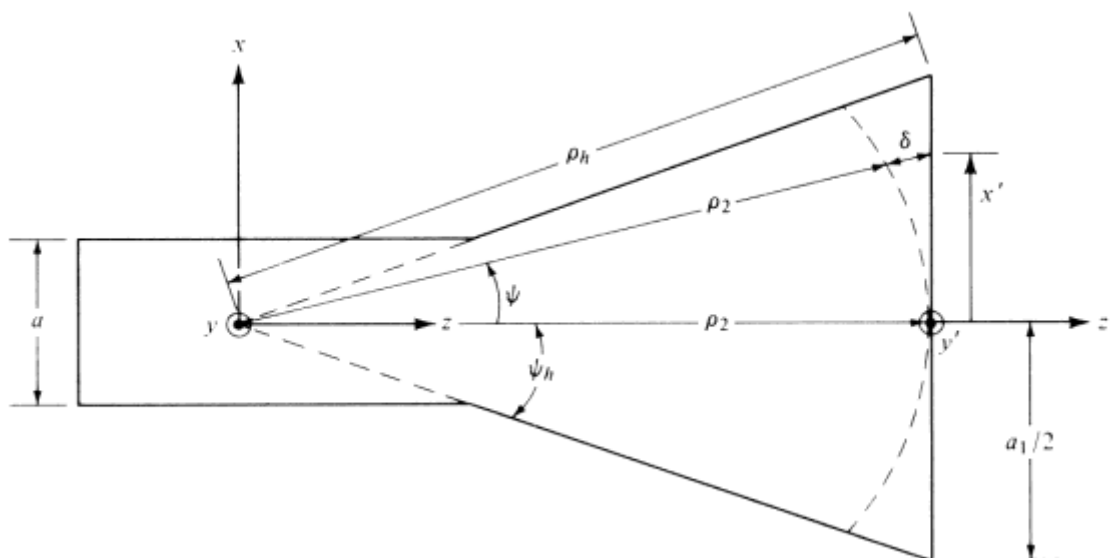
2.2 Trychtýřová anténa s rozšířením v horizontální rovině

Tento specifický typ trychtýřové antény (viz obr. 2.3) má tvar ústí rozšířený v horizontální rovině, proto je někdy nazýván jako H-apertura. Ve vertikální rovině (rovina E) totiž za předpokladu pozdějšího použití technologie SIW a tím přesně dané výšky substrátu není možné rozměr apertury měnit. Hlavní vyzářovací lalok je formován na rozhraní ústí antény a z grafu normalizované směrovosti (více dle [7]) vyplynul vztah pro výpočet šířky ústí a_1

$$a_1 \cong \sqrt{3 \cdot \lambda \cdot \rho_2}, \quad (2.2.1)$$

kde λ je vlnová délka a ρ_2 značí délku ústí.

Úhlová šířka hlavního laloku je v anglicky psané odborné literatuře označována zkratkou HPBW (*Half-Power-Beam-Width*) a udává úhel laloku při poklesu o polovinu výkonu. Zvolením parametru ρ_2 lze dopočítat šířku ústí, dále bude nutné zjištěné rozměry aplikovat na vhodný mikrovlnný substrát a integrovat tak vlnovod do substrátu. Protože v naprosté většině jde o přibližné vztahy a každá anténní struktura se může chovat odlišně, je nezbytné provést analýzu a případně upravit navržené parametry. Tento postup si vzhledem k náročnosti problematiky vyžaduje samostatnou kapitolu.



Obr. 2.3: Nárys trychtýřové antény s rozšířením v horizontální rovině (převzato z [7]).

2.3 Výběr substrátu

Pro správný návrh anténní jednotky je nutné z dostupných substrátů zvolit ten, který se jeví jako nejvhodnější pro danou strukturu a kmitočtové pásmo. Na vysokých frekvencích v pásmu desítek GHz je velkým problémem značná velikost ztrát v dielektrických materiálech a v kovech díky ohmickým ztrátám a povrchovému jevu. Tyto problémy negativně ovlivňují takzvané kritické parametry antény, mezi něž patří směrovost, účinnost, zisk, šířka hlavního laloku a polarizace vln.[1]

Pro anténu pracující v pásmu vysokých kmitočtů je nutné použít substrát s velmi nízkou hodnotou ztrátového činitele $tg(\delta)$, nižší výškou substrátu h a nízkou permitivitou ϵ_r . Tyto požadavky vcelku vhodně splňuje substrát označený jako CuClad, vyrobený na PTFE (polytetrafluorethylen) mezinárodním specialistou na mikrovlnné materiály, společností Arlon. CuClad je dostupný ve školní dílně a je dodáván distribuční společností TransTech Electronic. V diplomové práci byly pro výpočetní analýzy a následnou výrobu použity dva typy substrátu s velice blízkými parametry, jejichž konkrétní hodnoty odpovídají testovacím podmínkám a jsou uvedeny v následující tabulce (tab. 2.2)

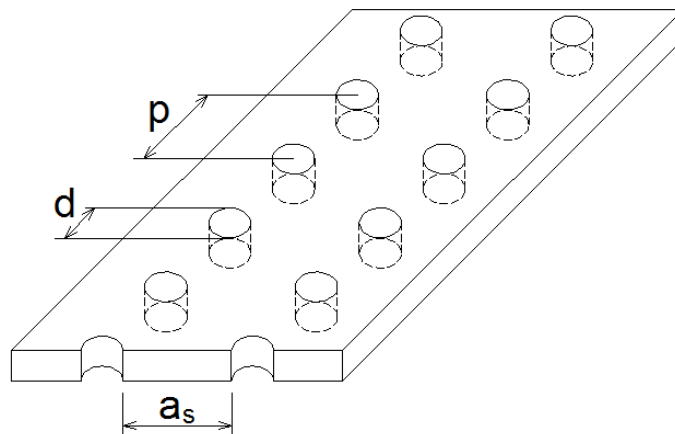
Tab. 2.2: Standardní parametry substrátu CuClad 233 a CuClad 217 [8]

Parametr	Označení	Hodnota		Podmínky
		CuClad 233	CuClad 217	
Ztrátový činitel	$tg(\delta)$	0,0013	0,0009	10 GHz
Relativní permitivita	ϵ_r	2,33	2,17 - 2,2	10 GHz
Výška substrátu	h	1,575 mm 0,508 mm	0,787 mm	-
Tloušťka pokovení	t	cca 50 μm	cca 50 μm	-

2.4 Vlnovod integrovaný do substrátu (SIW)

Jak již bylo uvedeno, budeme se zabývat anténou na bázi vlnovodu integrovaného do substrátu (SIW – Substrate Integrated Waveguide). Jeho výhody jsou velice podobné jako u standardních kovových obdélníkových vlnovodů, tedy vysoký činitel jakosti, velká výkonová zatížitelnost nebo vlastní elektrické stínění. Mezi tři druhy ztrát, které nastávají u SIW a ovlivňují činitel jakosti, patří ztráty konečnou vodivostí kovových ploch, unikání energie mezerou mezi prokovenými otvory a dielektrické ztráty substrátu.[9]

Základní model SIW bude tvořen v programu CST Microwave Studio v podobě spodní a vrchní desky z dokonale vodivého materiálu (PEC), které představují kovový obdélníkový vlnovod, mezi nimiž je umístěn substrát z dielektrického materiálu. Jak lze pozorovat na obrázku (obr. 2.4), dvě řady prokovených kruhových otvorů představují stěny obdélníkového vlnovodu.[10]



Obr. 2.4: Model vlnovodu integrovaného do substrátu (SIW).

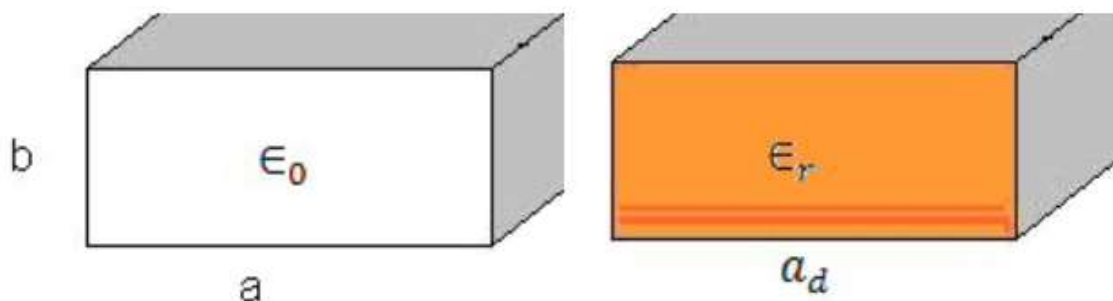
Počátečním úkolem je výběr vhodného obdélníkového vlnovodu, který je použitelný právě na požadovaném kmitočtu 61,25 GHz. Kmitočtové pásmo použití vlnovodu vyplývá z rozsahu kmitočtů mezi dvěma po sobě jdoucími módy (vidy), v tomto případě TE_{10} a TE_{20} , kde je zaručen jednovidový přenos vlnovodem. Toto umožňuje standardně vyráběný vlnovod s názvem R620 (podle normy IEC - International Electrotechnical Commission). Vnitřní rozměry obdélníkového vlnovodu používaného v tzv. V-pásmu doporučeného kmitočtového rozsahu 50-75 GHz jsou $3,7592 \times 1,8796$ mm. Teoretické limitní kritické kmitočty f_c obou vidů lze dle [11] vypočítat jednoduchým dosazením do vzorce

$$f_c = \frac{c}{2 \cdot \pi} \cdot k_c, \quad (2.4.1)$$

kde c je rychlost světla ve vakuu a k_c značí vlnové číslo dané vztahem

$$k_c = \sqrt{\left(\frac{m \cdot \pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n \cdot \pi}{b}\right)^2}. \quad (2.4.2)$$

Pro vidy TE_{10} i TE_{20} (TE_{mn} – proměnné m a n značí vidová čísla) je n rovno 0, výše uvedená rovnice se proto po dosazení zjednoduší. Parametry a a b popisují vnitřní rozměry kovového vlnovodu, proměnná a_d udává delší stranu vlnovodu vyplněného dielektrickým materiálem o relativní permitivitě ϵ_r (obr. 2.5).



Obr. 2.5: Standardní kovový vlnovod a vlnovod vyplněný dielektrikem (převzato z [10]).

Dosazením do vzorce (2.4.1) dojde ke zjištění teoretických kritických kmitočtů

obou výše zmíněných vidů.

TE10:

$$f_c = \frac{c}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\left(\frac{1 \cdot \pi}{a}\right)^2}$$

$$f_c = \frac{c}{2 \cdot a}$$

$$f_c = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot (3,7592 \cdot 10^{-3})}$$

$$f_c = 39,90 \text{ GHz}$$

TE20:

$$f_c = \frac{c}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\left(\frac{2 \cdot \pi}{a}\right)^2}$$

$$f_c = \frac{c}{a}$$

$$f_c = \frac{3 \cdot 10^8}{3,7592 \cdot 10^{-3}}$$

$$f_c = 79,80 \text{ GHz}$$

Vhodný obdélníkový vlnovod pro další úpravy byl tedy vybrán. Následuje přepočet parametru a pro vlnovod vyplněný dielektrickým materiálem o relativní permitivitě ϵ_r , a to pomocí dosazení do vztahu 2.4.3 (dle [10]).

$$a_d = \frac{a}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.4.3)$$

$$a_d = \frac{3,7592 \cdot 10^{-3}}{\sqrt{2,33}}$$

$$a_d = 2,4627 \text{ mm}$$

Ke konečnému výpočtu parametru a_s , tedy delšího z vnitřních rozměrů vlnovodu integrovaného do substrátu, je nutné se nejprve zaměřit na vlnové délky, které lze zjistit po úpravě následujících vzorců [11]:

$$\frac{1}{\lambda^2} = \frac{1}{\lambda_c^2} + \frac{1}{\lambda_g^2} \Rightarrow \lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \frac{\lambda^2}{\lambda_c^2}}}, \quad (2.4.4)$$

kde λ značí vlnovou délku ve vlnovodu vyplněným substrátem, λ_c vyjadřuje kritickou délku vlny vidu TE₁₀ a λ_g představuje výslednou délku vlny ve vlnovodu integrovaného do substrátu. Další neznámou je λ_0 , která udává vlnovou délku ve vakuu a f_r je rezonanční (střední) kmitočet.

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_r} \quad (2.4.5)$$

$$\lambda_0 = \frac{3 \cdot 10^8}{61,25 \cdot 10^9}$$

$$\lambda_0 = 4,898 \text{ mm}$$

Poté lze dosadit do vzorce (2.4.6)

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (2.4.6)$$

$$\lambda = \frac{4,898 \cdot 10^{-3}}{\sqrt{2,33}}$$

$$\lambda = 3,2088 \text{ mm}$$

a následně zjistit kritickou vlnovou délku vidu pomocí (2.4.7)

$$\lambda_c = 2 \cdot a \quad (2.4.7)$$

$$\lambda_c = 2 \cdot (3,7592 \cdot 10^{-3})$$

$$\lambda_c = 7,5184 \text{ mm}$$

Po předchozích výpočtech jsou již známy veškeré potřebné proměnné a může tedy dojít na nejdůležitější vlnovou délku dle výše uvedeného vztahu (2.4.4):

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \frac{\lambda^2}{\lambda_c^2}}}$$

$$\lambda_g = \frac{3,2088 \cdot 10^{-3}}{\sqrt{1 - \frac{(3,2088 \cdot 10^{-3})^2}{(7,5184 \cdot 10^{-3})^2}}}$$

$$\lambda_g = 3,5481 \text{ mm}$$

Nyní je zapotřebí vhodně zvolit průměr d prokovených kruhových otvorů a rozestup mezi nimi p . Pro přibližný výpočet těchto rozměrů lze dle [10] použít následujících vztahů:

$$d < \frac{\lambda_g}{5}, \quad (2.4.8)$$

$$p < 2 \cdot d. \quad (2.4.9)$$

Výsledek je třeba chápat jako předběžný odhad, proto je možné, že později dojde k upřesnění hodnot dle reálné struktury.

$$d < \frac{3,5481 \cdot 10^{-3}}{5}$$

$$d < 0,7096 \text{ mm}$$

Hodnota průměru d je zvolena jako 0,35 mm a je možno ji dále použít ve vzorci (2.4.9)

$$p < 2 \cdot (0,35 \cdot 10^{-3})$$

$$p < 0,7 \text{ mm},$$

přičemž v dalším postupu bude uvažována nižší hodnota rozestupu p , například 0,58 mm. Teď již jsou všechny potřebné parametry známy a lze proto vypočítat ekvivalentní rozměr a_s delší strany vlnovodu integrovaného do substrátu užitím vztahu (2.4.10).

$$a_s = a_d + \frac{d^2}{0,95 \cdot p} \quad (2.4.10)$$

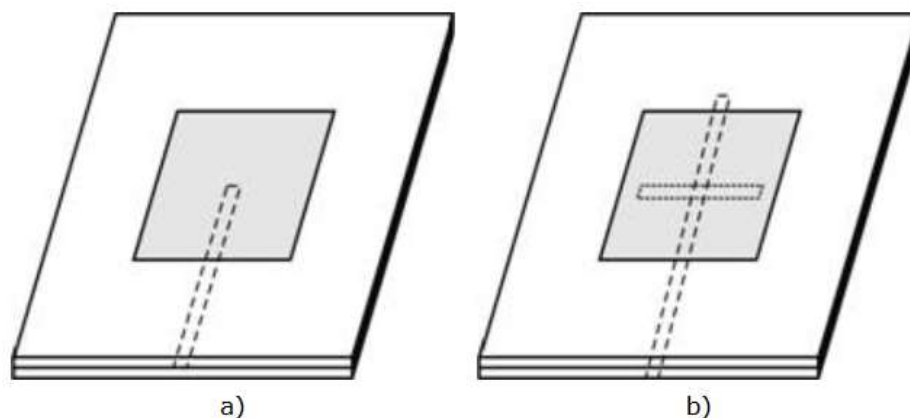
$$a_s = (2,4627 \cdot 10^{-3}) + \frac{(0,35 \cdot 10^{-3})^2}{0,95 \cdot (0,58 \cdot 10^{-3})}$$

$$a_s \approx 2,685 \text{ mm}$$

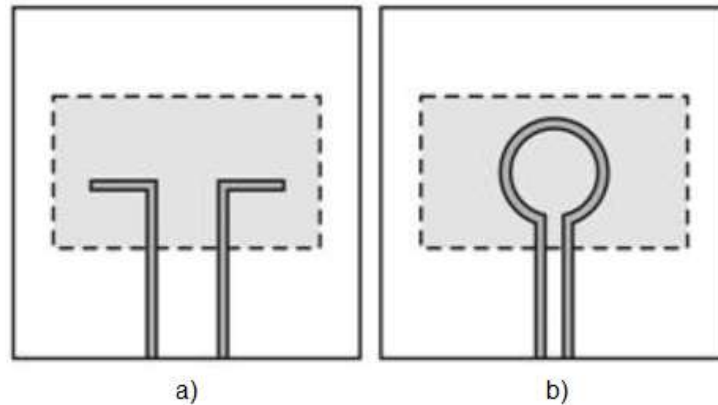
Veškeré velikosti jednotlivých rozměrů SIW byly pomocí výše zmíněných vztahů zjištěny a je tedy možné přejít k následující kapitole, která nastiňuje různé možnosti napájení anténní jednotky a více do hloubky se zaměřuje na koaxiální sondu a zemněný koplanární vlnovod s přechodem na SIW.

2.5 Možnosti napájení anténní jednotky

Planární antény na kmitočtech v řádech desítek až stovek GHz je nutno vhodně napájet. Mezi nejpoužívanější způsoby napájení patří například štěrbínové vedení, mikropáskové vazební vedení nebo koplanární vlnovod, mají však jednu podstatnou nevýhodu – poměrně vysoké vlastní vyzařování. Tento zápor lze minimalizovat napájením pomocí koaxiální sondy, proto bude právě ona v návrhu anténní jednotky využívána. Pro možnost praktické výroby anténních struktur následuje návrh napájení pomocí zemněného koplanárního vlnovodu (tzv. GCPW), který přechází na vlnovod integrovaný do substrátu. Na obrázcích níže (viz obr. 2.6 a obr. 2.7) je možno vidět konkrétní příklady napájecích vedení.



Obr. 2.6: Mikropáskové vazební vedení a mikropáskově buzená šterbina (převzato z [12])



Obr. 2.7: Induktivní koplanární vedení a koplanární vedení se smyčkou (převzato z [12])

Napájení koaxiální sondou bude realizováno pouze v rovině výpočetních analýz a simulací z důvodu chybějícího příslušenství (vhodný pin pro zapuštění do struktury antény) k průmyslově vyráběnému mikrovlnnému konektoru označovaného jako 1.85 mm (V) konektor, který je použitelný až do kmitočtu 67 GHz (obr. 2.8). Aby bylo docíleno co nejlepšího přizpůsobení a tím i nízkého vyzařování napájení, musí být impedance koaxiální sondy shodná s impedancí v místě napájení. Simulační program CST Microwave Studio má ve své nabídce užitečný nástroj *Impedance Calculation*, který umožňuje snadný a rychlý výpočet impedance koaxiálních prvků (konektor, kabel, vlnovod) zadáním vhodného průměru středního vodiče a průměru dielektrického materiálu. Hodnoty jsou zvoleny tak, aby výsledná impedance činila 50 Ω a rozměry přibližně odpovídaly právě výše zmíněnému konektoru. Pro potvrzení výpočtu impedance navrhované koaxiální sondy lze užít matematického vztahu:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln\left(\frac{D_0}{d_0}\right) \quad (2.5.1)$$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{2,1}} \cdot \ln\left(\frac{1,68 \cdot 10^{-3}}{0,5 \cdot 10^{-3}}\right)$$

$$Z_0 = 50,18 \, \Omega,$$

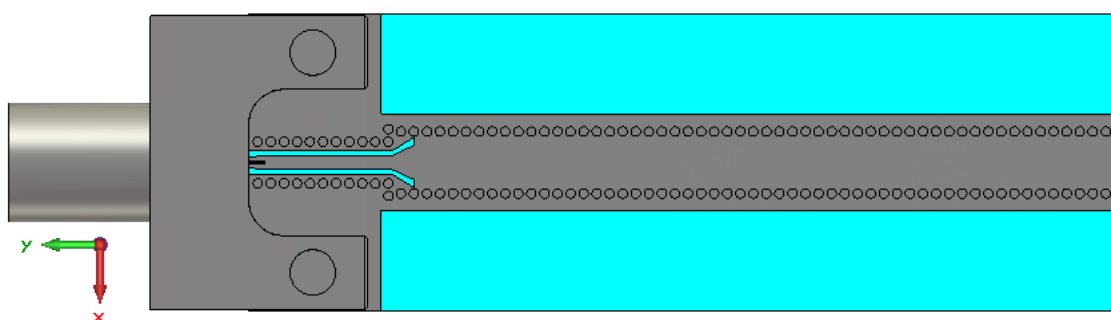
kde d_0 je průměr středního vodiče, ϵ_r představuje relativní permitivitu dielektrika (v tomto případě teflonu) a D_0 poté značí průměr dielektrika.



Obr. 2.8: Vlevo klasický 1.85 mm (V) konektor, vpravo jeho obdoba End Launch (převzato z [13])

Napájení přechodem GCPW na SIW je z hlediska vlastního vyzařování méně vhodné než koaxiální sonda, ovšem ve školních laboratorních podmínkách realizovatelné s dostatečně názornými výsledky. Rovněž zde lze využít mikrovlnného 1.85 mm (V) konektoru, který je specificky označován jako End Launch a je snadno přenositelný i na další struktury.

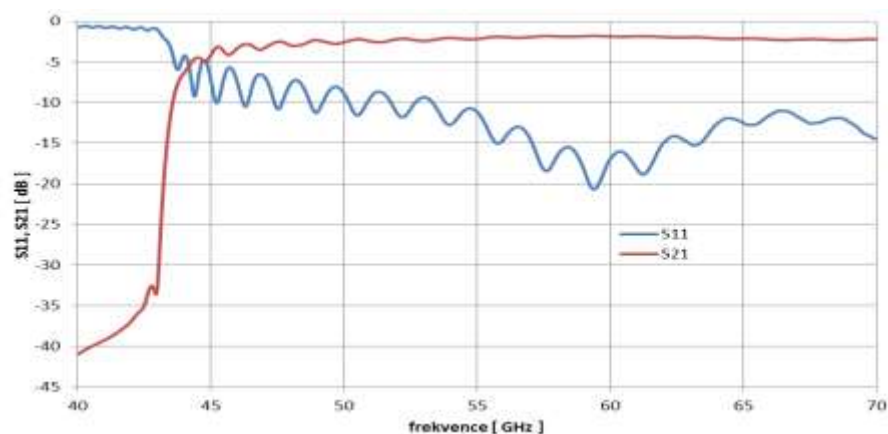
Návrh samotného přechodu zemněného koplanárního vlnovodu na SIW provedený jako dvě trojúhelníkové štěrbiny (obr. 2.9) byl převzat z [14] a upraven do rozměrů odpovídajících výrobním možnostem školní dílny, převážně zvětšení průměru prokovených otvorů. Přechod je vytvořen na substrátu CuClad 233 o tloušťce dielektrika 0,508 mm a respektuje návrhová pravidla uvedená v [15] tak, aby rozměry odpovídaly impedanci 50 Ω . Opět lze využít nástroje *Impedance Calculation*, kde je GCPW rovněž v nabídce.



Obr. 2.9: Náčrtek konektoru umístěného na strukturu GCPW s přechodem na SIW

Pro ověření, zda uvedený přechod spolu s namodelovaným End Launch konektorem odpovídá parametrům vhodným k aplikaci do anténní struktury, následovala analýza v programu CST MWS. Na levé straně obrázku (obr. 2.9) je konektor se vstupním budícím portem 1, pravou část uzavírá vlnovodný port 2.

Simulace S-parametrů (obr. 2.10) poukázala na to, že oproti výpočtu teoretického kritického kmitočtu vlnovodu v kapitole 2.4 je přenos signálu zajištěn až při hodnotách vyšších než 44 GHz. Činitel odrazu S_{11} se na pracovní frekvenci rovná -18,84 dB a činitel přenosu S_{21} odpovídá -1,85 dB. Z hlediska srovnání s údaji, které uvádí výrobce použitého konektoru společnost Southwest Microwave, je nejdůležitějším parametrem poměr stojatých vln (PSV). V oficiální technické dokumentaci konektoru [16] dosahuje maximální hodnota $PSV = 1,33$, simulovaná struktura přechodu s konektorem na kmitočtu 61,25 GHz odpovídá velikosti $PSV = 1,26$. Navržený přechod GCPW s 1.85 mm (V) konektorem lze tedy objektivně využít pro analýzy anténních prvků uvedených v diplomové práci.



Obr. 2.10: Frekvenční závislost činitele odrazu S_{11} a činitele přenosu S_{21} navržené napájecí struktury

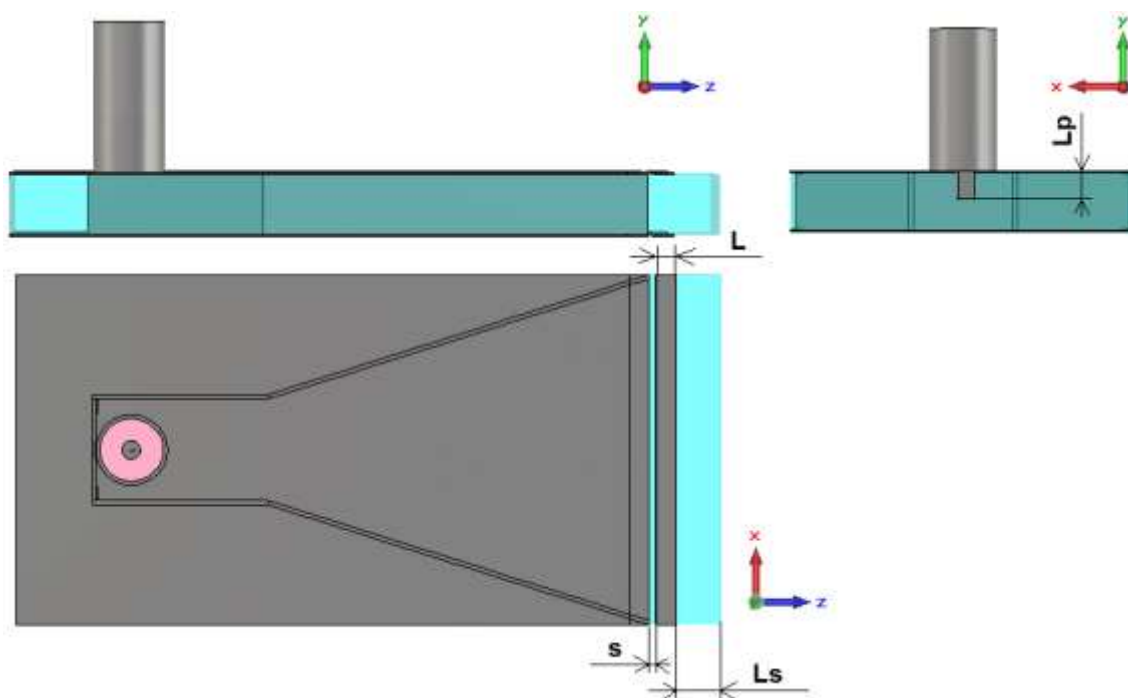
Protože již byly stanoveny veškeré parametry SIW, rozměry napájecí soustavy i počáteční velikost apertury, bude další kapitola pojednávat o samotném návrhu základního elementu anténní jednotky.

3 PRAKTICKÝ NÁVRH ELEMENTU ANTÉNNÍ JEDNOTKY

V předchozích kapitolách byly vysvětleny veškeré prepozice nezbytné pro návrh základního elementu příslušné anténní jednotky přístupového bodu a byla naznačena teze, ve které by vhodným způsobem úpravy elementu mohlo dojít k vytvoření struktury zářící teoreticky neomezeně všesměrově, prakticky však spíše pouze všesměrově v horizontální rovině. Tato část diplomové práce nyní podrobně rozebere postup návrhu.

3.1 Parametry a postup návrhu horn antény

Jak již bylo řečeno, pro docílení anténní jednotky s relativně všesměrovou vyzařovací charakteristikou je nejprve navržena trychtýřová (horn) anténa technologií vlnovodu integrovaného do substrátu, jejíž přibližná struktura je uvedena na obrázku (obr. 3.1). Za povšimnutí stojí skutečnost, že původně navržené prokovené díry jsou zde sloučeny do souvislého pásu o užší tloušťce. Tato obměna nemá z pohledu funkčnosti výrazný vliv a byla zvolena především za účelem výrazného zkrácení doby výpočtu simulace. Obrázek zachycuje původní návrh struktury včetně názvů proměnných, které byly následně podrobeny zkoumání pomocí parametrických analýz.



Obr. 3.1: Struktura původní horn antény

Namísto přímého propojení napájecího středního vodiče s vrchním motivem trychtýře je využita elektromagnetická vazba (dle [14]), kdy je napájecí vodič zapuštěn do substrátu v místě, kde je dosaženo nejlepšího činitele odrazu. Zároveň tento způsob umožňuje získat větší šířku pásma antény. Umístění koaxiální sondy v ose z by mělo být ve vzdálenosti $\lambda/4$, kde je amplituda vlny největší a dojde tak k vybuzení správného

vidu. Úzký metalický pásek ležící paralelně s ústím antény se z pohledu chování jeví jako rezonátor na pracovním kmitočtu. Zařazením více takovýchto pásků oddělených od sebe mezerou s dojde ke kapacitní vazbě, jejíž výsledkem je posun rezonančního kmitočtu a zvětšení šířky pásma. Ekvivalentní délku L_{eq} kovového pásku lze vypočítat úpravou následujícího vzorce (3.1.1) a poté užitím vztahu (3.1.2) zjistit skutečnou délku pásku L [17]:

$$f_r = \frac{c}{2 \cdot L_{eq} \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad \Rightarrow \quad L_{eq} = \frac{c}{2 \cdot f_r \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.1.1)$$

$$L_{eq} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot (61,25 \cdot 10^9) \cdot \sqrt{2,33}}$$

$$L_{eq} = 1,6044 \text{ mm},$$

kde f_r udává rezonanční kmitočet, c je rychlost světla ve vakuu, ϵ_r označuje relativní permitivitu a h výšku substrátu.

$$L_{eq} \approx L \cdot \left(1 + 0,7 \cdot \frac{h}{L}\right) \quad \Rightarrow \quad L \approx L_{eq} - 0,7 \cdot h \quad (3.1.2)$$

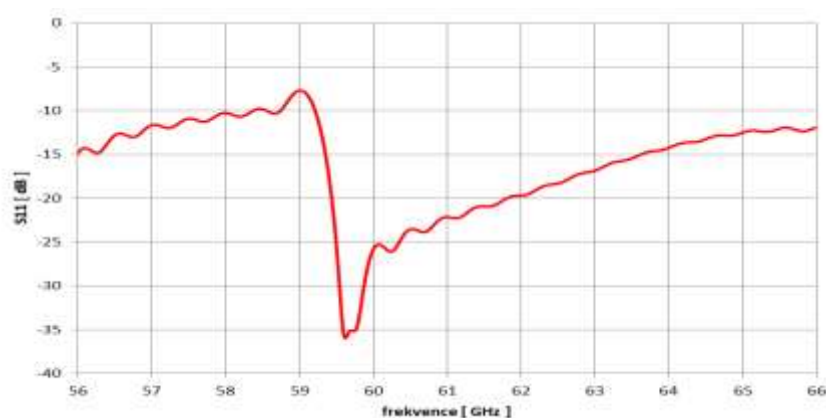
$$L \approx (1,6044 \cdot 10^{-3}) - 0,7 \cdot (1,575 \cdot 10^{-3})$$

$$L \approx 0,5019 \text{ mm}$$

Mezera s mezi metalickými pásky je pro počáteční návrh antény zvolena.

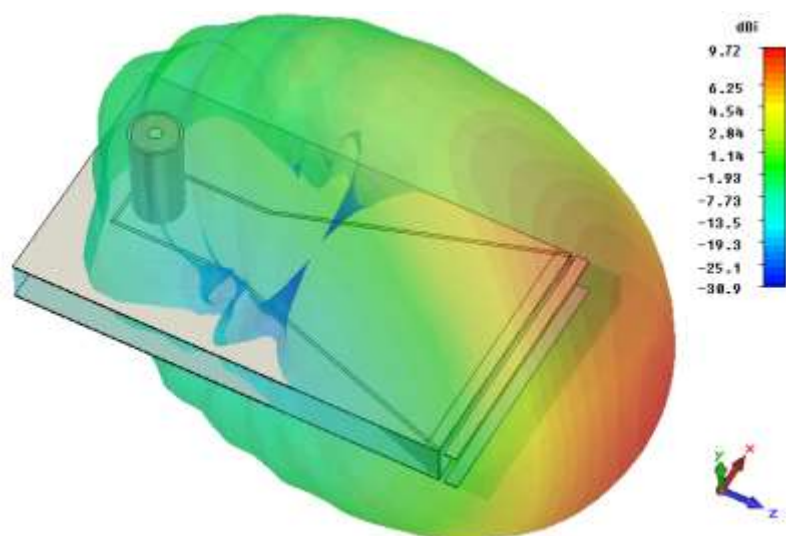
3.1.1 Počáteční analýza navržené horn antény

Po předchozím rozboru struktury trychtýřové antény je nyní vhodné simulací ověřit původní návrh, přičemž středem zájmu bude závislost činitele odrazu na frekvenci (obr. 3.2) a dále vyzařovací charakteristiky na pracovním kmitočtu v horizontální a vertikální rovině. Sledované frekvenční pásmo je v rozsahu 56 až 66 GHz, takže požadované ISM pásmo je obsaženo. Šířka pásma se standardně určuje pro pokles činitele odrazu S_{11} o -10 dB, zde je tedy více než dostatečná.



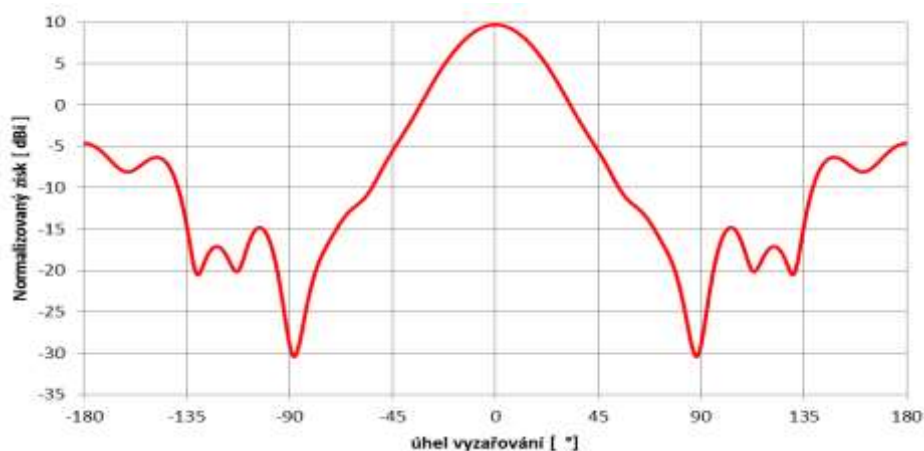
Obr. 3.2: Frekvenční závislost činitele odrazu S_{11} původní horn antény

Pro názornější vizuální představu je vyzařovací směrová charakteristika uvedena ve 3D zobrazení včetně anténní struktury v pozadí (viz obr. 3.3). Hodnoty normalizovaného zisku jsou uvedeny v jednotkách dBi, avšak správně by měl být uveden realizovaný zisk (Realized gain) v jednotkách dB, který představuje zisk se započítáním reálných ztrát v kovových a dielektrických materiálech, jak již bylo popsáno v jedné z úvodních kapitol. Při návrhu této struktury byly především ztráty v substrátu CuClad 233 uvažovány a ztrátový činitel $tg(\delta)$ byl v souladu s doporučenou literaturou [2] v okolí kmitočtu 60 GHz odhadnut na 0,0036. Z časových důvodů vyplývajících z výkonově náročných simulací již nebyly hodnoty normalizovaného zisku přepočteny do realizovaného zisku. Velikostní rozdíl mezi dBi a dB je přibližně v poměru 1,0699 ($9,72 \text{ dBi} = 9,085 \text{ dB}$). Celková účinnost antény je 86 %.



Obr. 3.3: 3D směrová vyzařovací charakteristika včetně struktury horn antény

Z rozložené směrové charakteristiky v horizontální (obr. 3.4) i vertikální (obr. 3.5) rovině, lze pozorovat výrazný hlavní vyzařovací lalok. Rovněž je viditelné dobré potlačení nežádoucích postranních laloků. V obou rovinách zřejmě následným laděním parametrů ještě dojde k patrným změnám.



Obr. 3.4: Směrová vyzařovací charakteristika v horizontální rovině



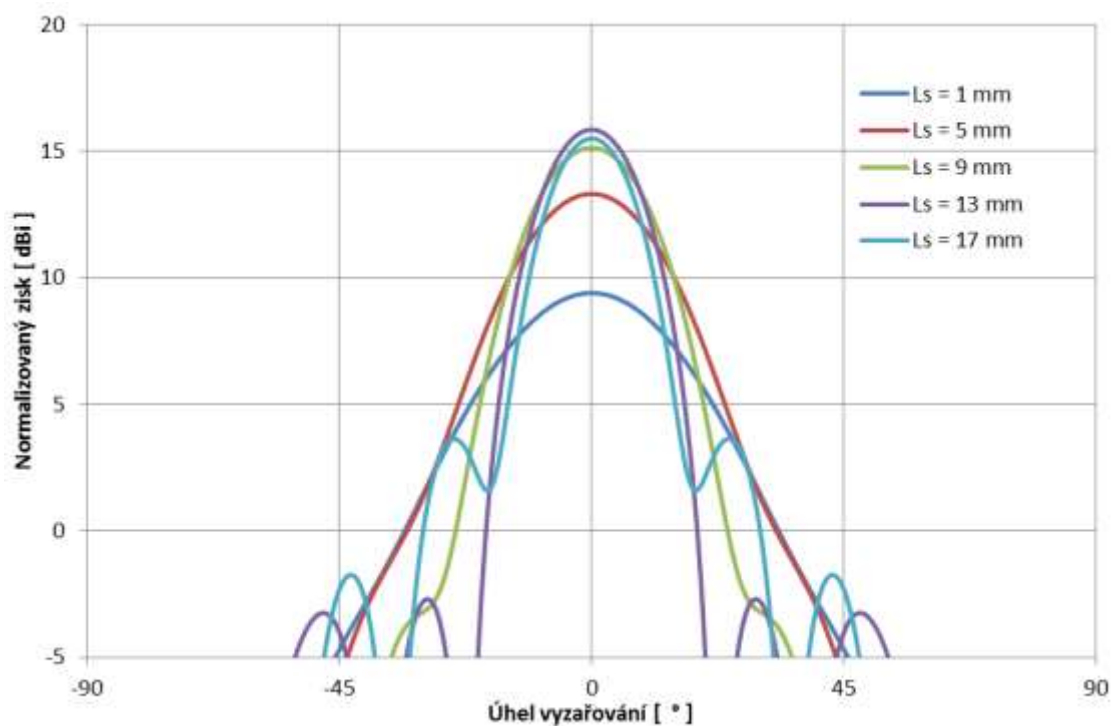
Obr. 3.5: Směrová vyzařovací charakteristika ve vertikální rovině

3.1.2 Parametrické analýzy horn antény

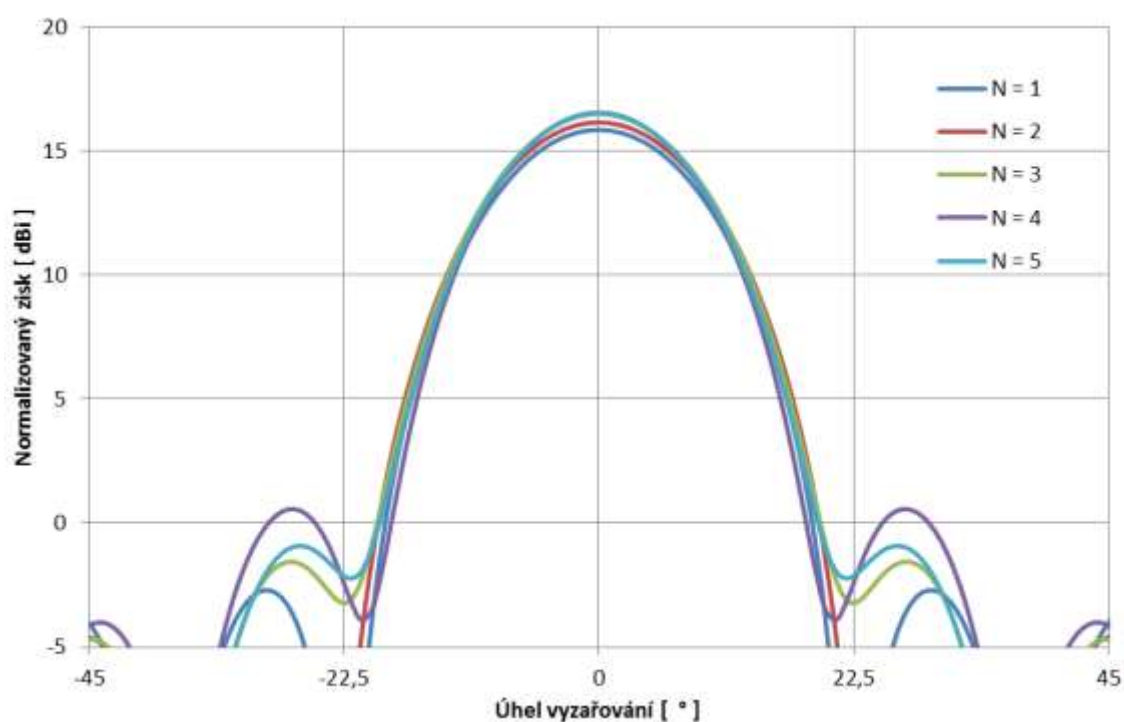
K parametrickým analýzám bylo přistoupeno z důvodu, že původní navržená struktura jistě nedosáhla maxima svého potenciálu, tj. zisk trychtýřových antén se obvykle pohybuje okolo 15 dBi. Samozřejmě navýšením zisku dochází k větší směrovosti, tento vliv však s přihlédnutím k dalšímu vývoji práce na anténním elementu nebude hrát výraznou roli. V prvním kroku byla zjištěna ideální hloubka vniku sondy L_p do substrátu (0,66 mm). Zde se přizpůsobení S_{11} v okolí kmitočtu 61,25 GHz jeví jako nejlepší.

Následně parametrickým rozmítáním délky přesahu L_s substrátu v rozsahu od 1 mm až do 17 mm, byly pozorovány nastalé děje. Hodnota činitele odrazu S_{11} sice dostávala změny, avšak vždy v okolí sledovaného kmitočtu dosahovala velikosti méně než -10 dB, což je podmínkou pro dobře přizpůsobenou anténu. Směrový vyzařovací diagram ve vertikální rovině lze ještě v těchto krocích přehlížet, protože jak je známo z teorie, narůstající zisk v jednom určitém směru snižuje hodnotu zisku ve směru druhém. Primárním bodem pozornosti je velikost zisku v horizontální rovině (viz obr. 3.6). Zde je zřetelný nárůst hlavního laloku až do velikosti $L_s = 13$ mm, kde zisk dosahuje svého maxima přibližně 16 dBi. Postranní laloky jsou výrazně utlumeny, přičemž za dostačující se považuje odstup 15 dBi. Z tohoto důvodu také není nutno zobrazovat v grafu celý rozsah 360° úhlu vyzařování a je tak dosaženo větší čitelnosti.

Dalším parametrem, který byl podroben analýze, je počet rezonančních pásků N . Při již konstantní velikosti délky přesahu substrátu ($L_s = 13$ mm) bylo provedeno rozmítání, jehož výsledkem je znovu sledování hodnoty zisku v horizontální rovině (obr. 3.7). Při $N = 5$ dosáhl zisk limitní hodnoty 16,5 dBi, činitel odrazu S_{11} zůstal na dobré úrovni.



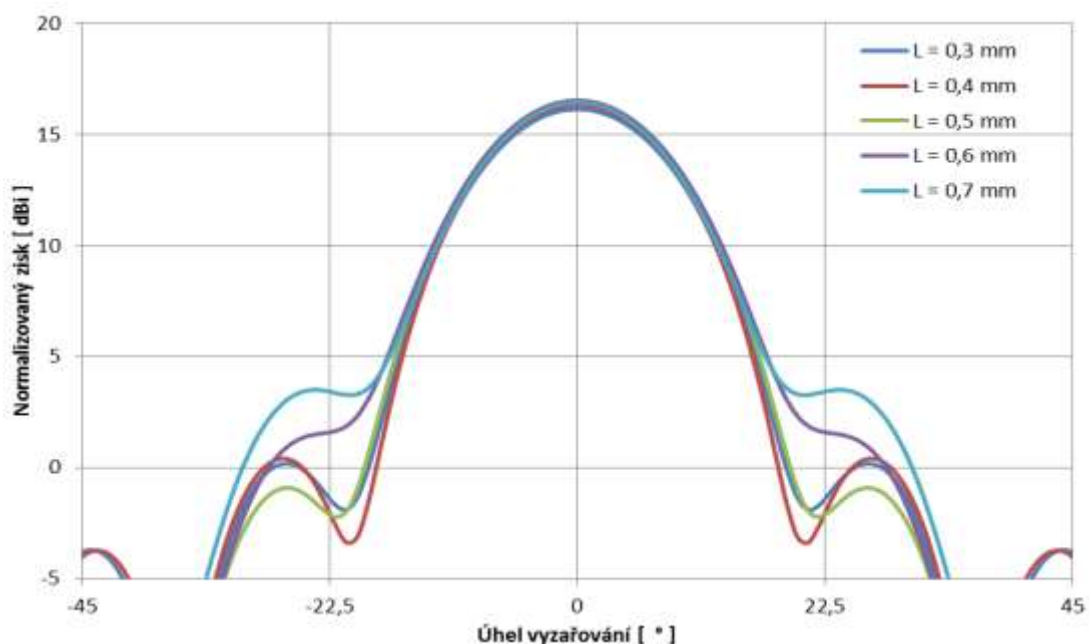
Obr. 3.6: Vliv změny délky přesahu L_s substrátu na směrovou charakteristiku v horizontální rovině



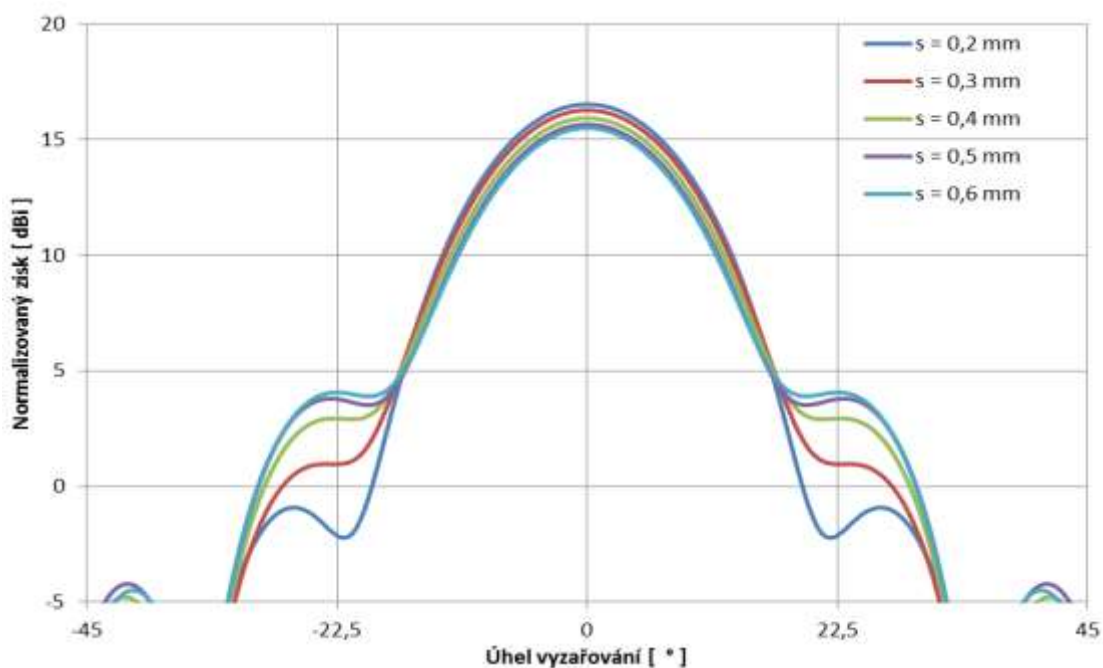
Obr. 3.7: Vliv změny počtu rezonančních pásků N na směrovou charakteristiku v horizontální rovině

Parametrickými analýzami zbývá prakticky ověřit pravdivost empirického vztahu pro výpočet délky L rezonančního kovového pásku. Ta činila na počátku 0,5 mm a jak

lze pozorovat na obrázku (obr. 3.8) hodnota dosaženého zisku je maximální a zároveň postranní laloky jsou minimální. Vliv na přizpůsobení S_{11} má tento parametr nepříliš podstatný. Podobně tomu tak je při zkoumání šířky mezery s mezi jednotlivými pásky (obr. 3.9). I zde byla potvrzena vhodnost zvolené šířky 0,2 mm. Zvětšením mezery dojde k poklesu zisku, což je zřejmě způsobeno zmenšením kapacitní vazby mezi pásky.

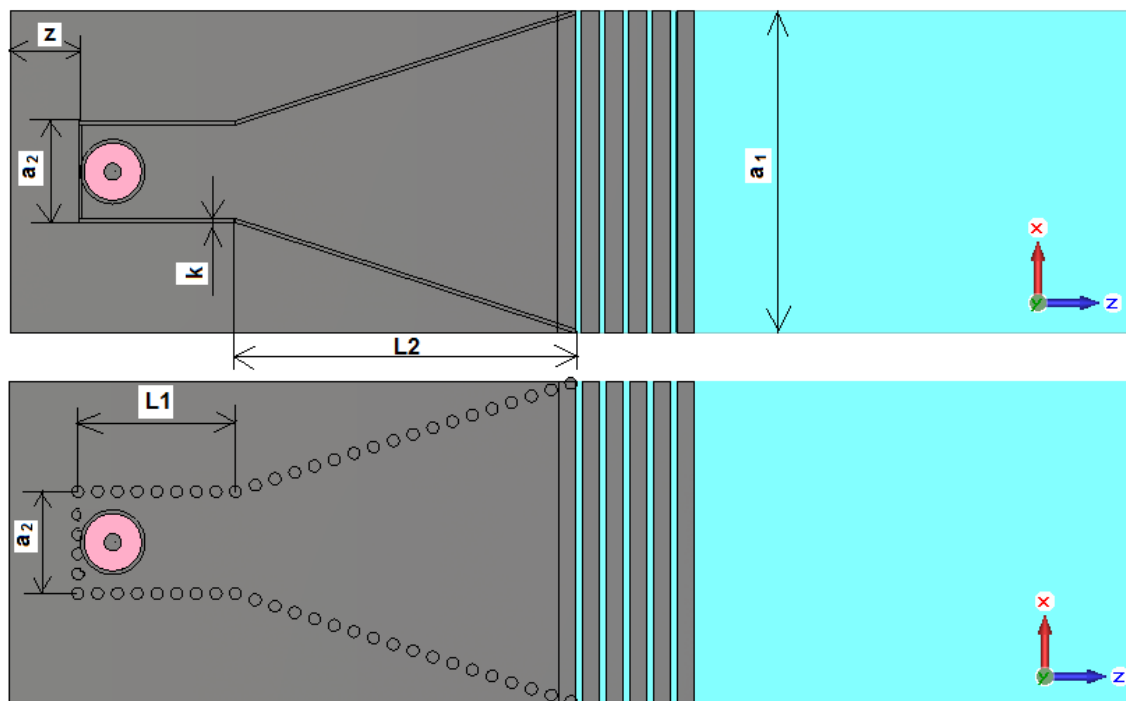


Obr. 3.8: Vliv změny délky L rezonančního kovového pásku na směrovou charakteristiku v horizontální rovině



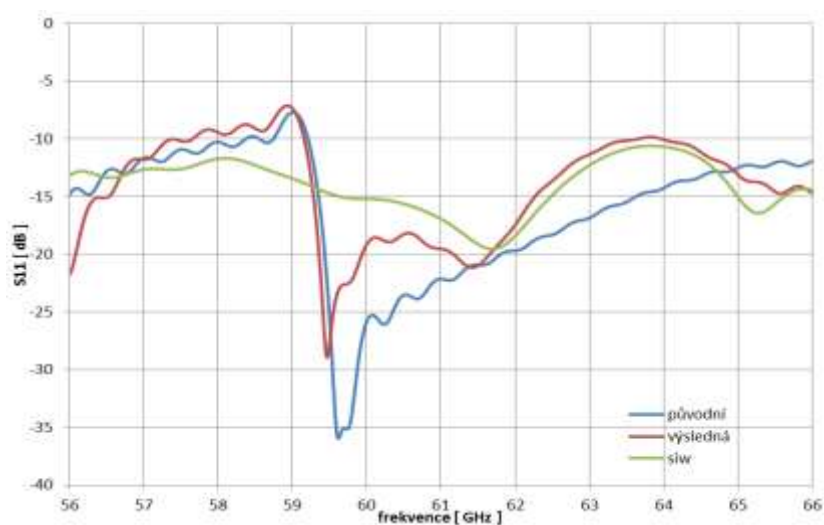
Obr. 3.9: Vliv změny šířky mezery s mezi pásky na směrovou charakteristiku v horizontální rovině

Předchozími parametrickými analýzami bylo docíleno nejen zlepšení zisku, ale rovněž vhodných rozměrů pro přetvoření původní anténní struktury na výslednou. Tato je pro srovnání uvedena na obrázku (obr. 3.10) spolu s přepočteným návrhem do podoby se siw prokovy.



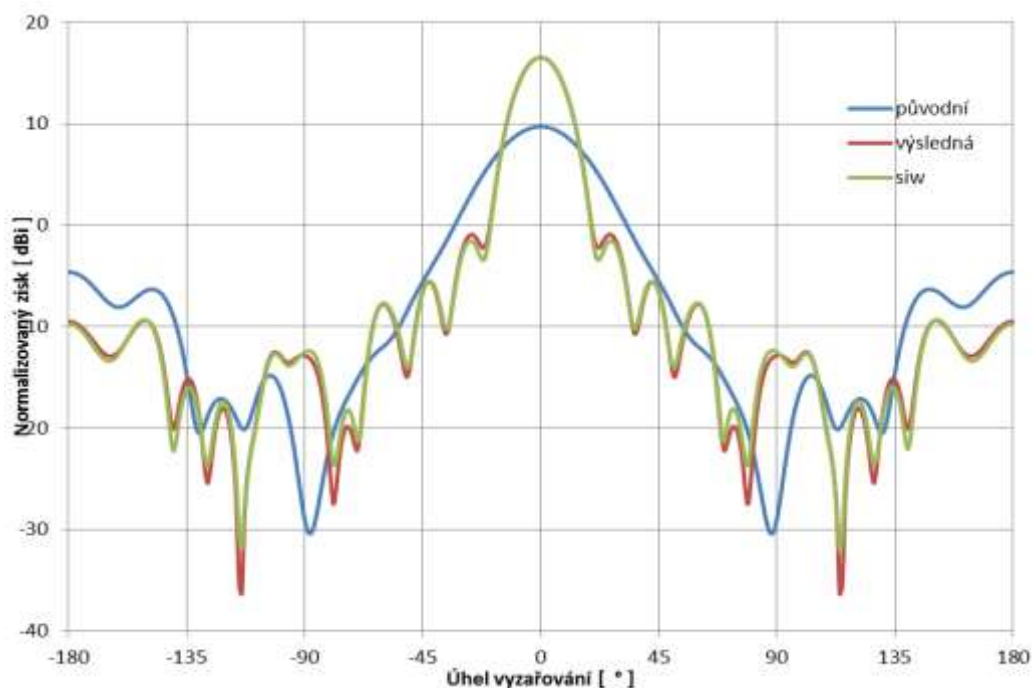
Obr. 3.10: Motiv výsledné struktury horn antény včetně její obdoby se siw prokovy

Aby bylo možné objektivně porovnat doposud dosažené výsledky, jsou vytvořeny tři grafické závislosti, které vždy zachycují průběhy původní horn antény, výsledné horn antény a horn antény se siw prokovy. Ze závislosti činitele odrazu na frekvenci (obr. 3.11) je patrné zúžení šířky pásma, stejně tak zvýšení samotného S_{11} , stále jsou však hodnoty vyhovující.

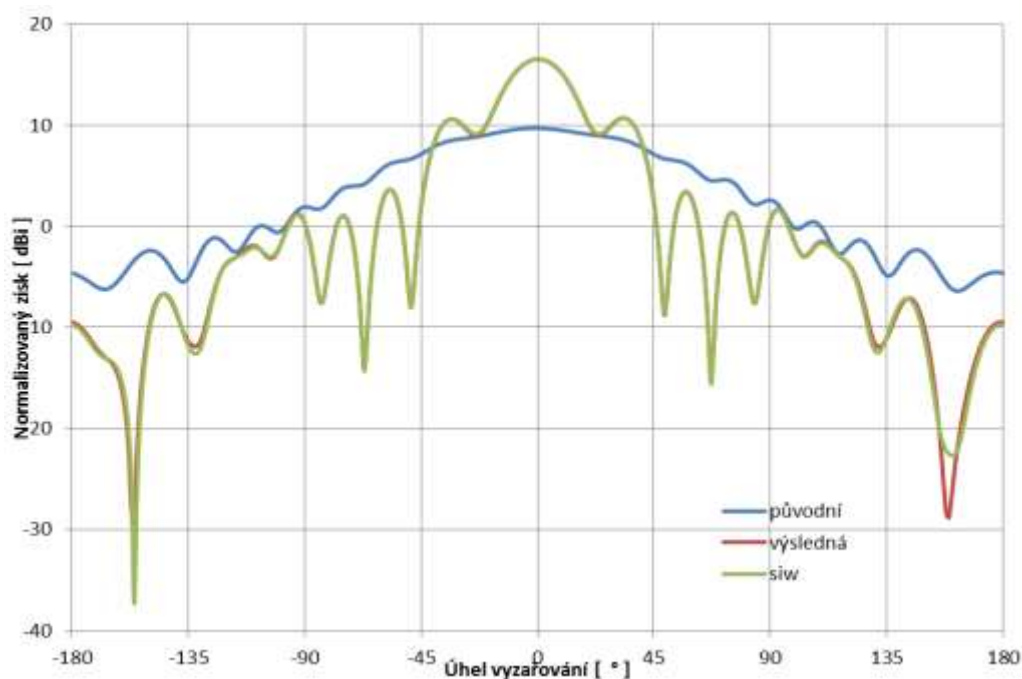


Obr. 3.11: Frekvenční závislost činitele odrazu S_{11} horn antény

Hovoříme-li o směrových charakteristikách v obou rovinách (obr. 3.12 a obr. 3.13), je nutné vyzdvihnout hodnotu zisku, který se zvýšil z původních 9,7 dBi na 16,5 dBi. Tím je potvrzen teoretický předpoklad, že trychtýřové antény dosahují kvalitního zisku. Rovněž boční laloky jsou nevýrazné. Rozdíl mezi výslednou horn anténou a anténou se siw prokove je z hlediska velikosti zisku minimální. Celková účinnost obou antén je 82 %.



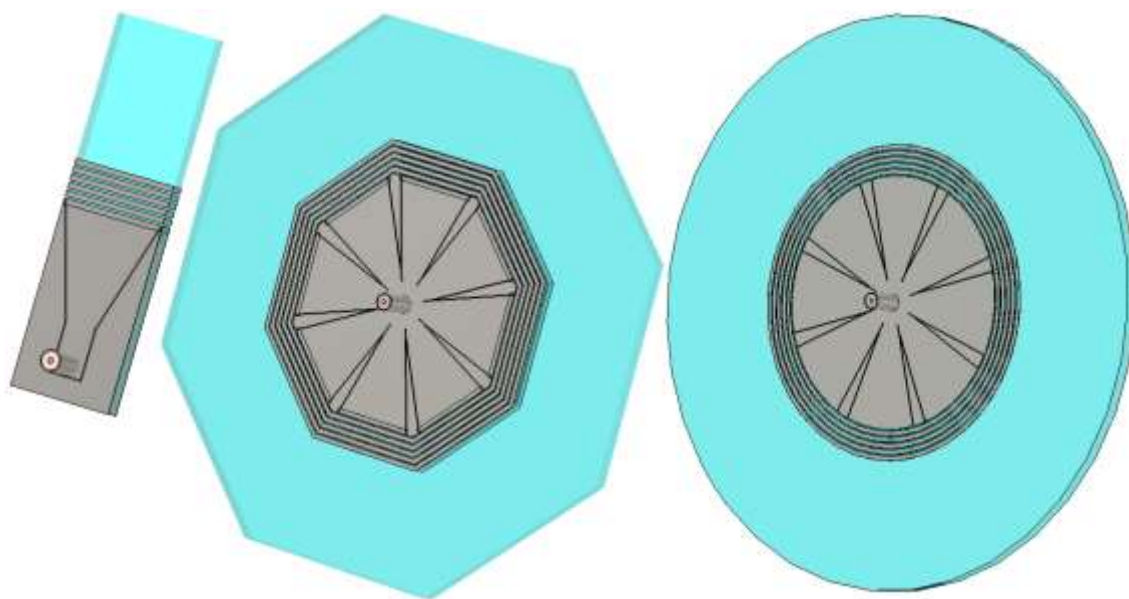
Obr. 3.12: Směrová vyzařovací charakteristika v horizontální rovině



Obr. 3.13: Směrová vyzařovací charakteristika ve vertikální rovině

3.1.3 Tvorba struktury kruhové antény

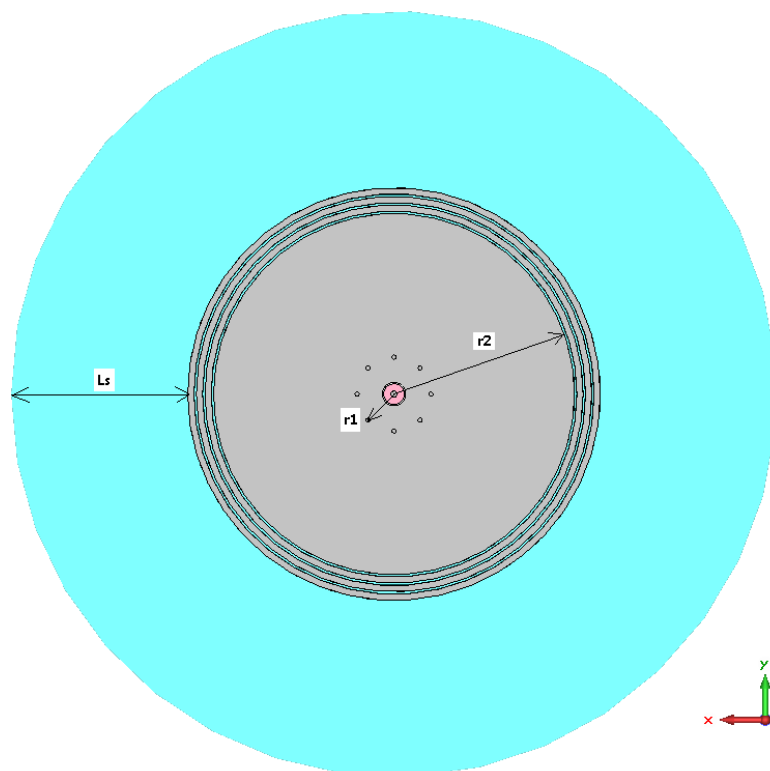
Tato kapitola je věnována popisu postupu při vývoji anténní jednotky, která by měla ideálně zářit s dostatečným ziskem v horizontální rovině. Výchozím bodem je horní anténa z předchozí části diplomové práce. Tento element lze jednoduše překopírovat fázově (úhel 45°) podle osy napájecího konektoru, přičemž vznikne struktura o celkem osmi trychtýřích. Vzájemným propojením kovových ploch a vykreslením vzniklých mezer v substrátu byla stvořena struktura s výraznými hranami. Třetí bod postupu znamenal zaoblení všech prvků struktury včetně substrátu. Rovněž byl ověřen vliv posunu souvislých kovových pásků, které předtím tvořily hrany trychtýře, k napájecímu vodiči, pásy byly nahrazeny zkratovacími piny. Byla tak zjištěna vazba na přizpůsobení činitele odrazu S_{11} . Následující obrázek (obr. 3.14) názorně ukazuje dílčí postupy vývoje.



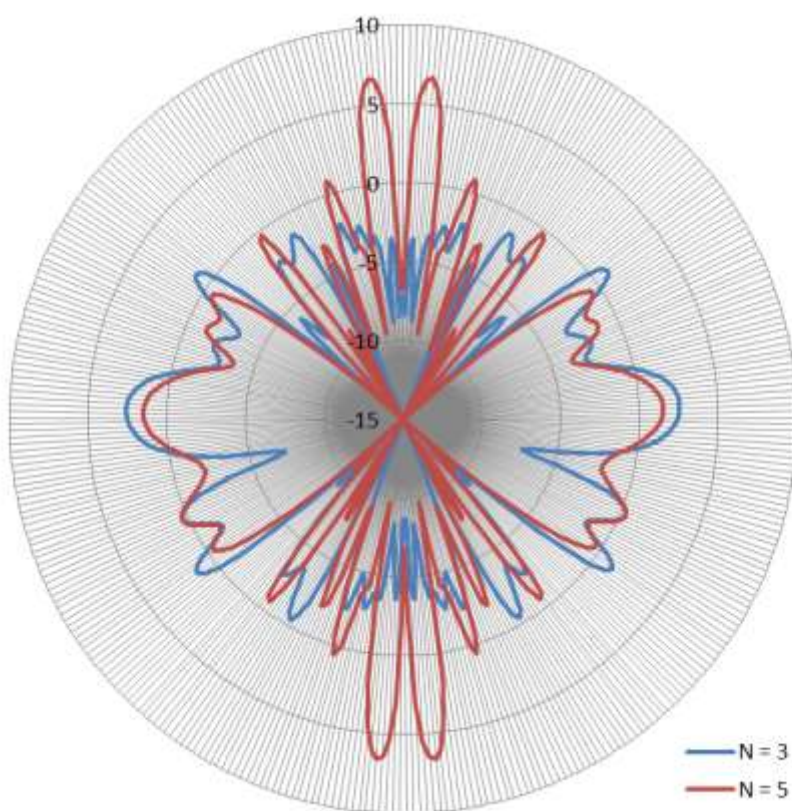
Obr. 3.14: Postupný vývoj struktury kruhové antény [14]

3.2 Kruhová anténa s rezonančními pásky

Na základě předchozích návrhů a transformací struktury byla vyvinuta kruhová anténa s rezonančními pásky. Zkratovací piny byly pro počáteční simulaci zařazeny přibližně do vzdálenosti r_1 , kde bylo v předchozím návrhu (obr. 3.14) dosaženo nejlepšího přizpůsobení. Podobně byla vyhodnocena ideální hloubka vniku sondy $L_p = 0,5$ mm. Rovněž bylo zjištěno, že při počtu rezonančních kovových kruhů $N = 5$, dochází ve vertikální rovině ke značnému nežádoucímu vyzařování v okolí koaxiálního napájení [14]. Volbou nižšího počtu kruhů $N = 3$ (motiv antény uveden na obr. 3.15) bylo vyzařování sníženo na dostatečnou mez (viz obr. 3.16). Zde však práce nekončí a je třeba provést několik parametrických analýz, aby takto vytvořená anténní struktura teoreticky stejnou velikostí zisku pokrývala všechny směry v kruhu (360°), prakticky však vzniknou v místech zkratovacích pinů určitá minima. Úkolem dalšího rozboru je dostatečně přizpůsobit anténu na kmitočtu 61,25 GHz a tyto zmíněná minima eliminovat.



Obr. 3.15: Základní motiv kruhové antény s rezonančními pásy

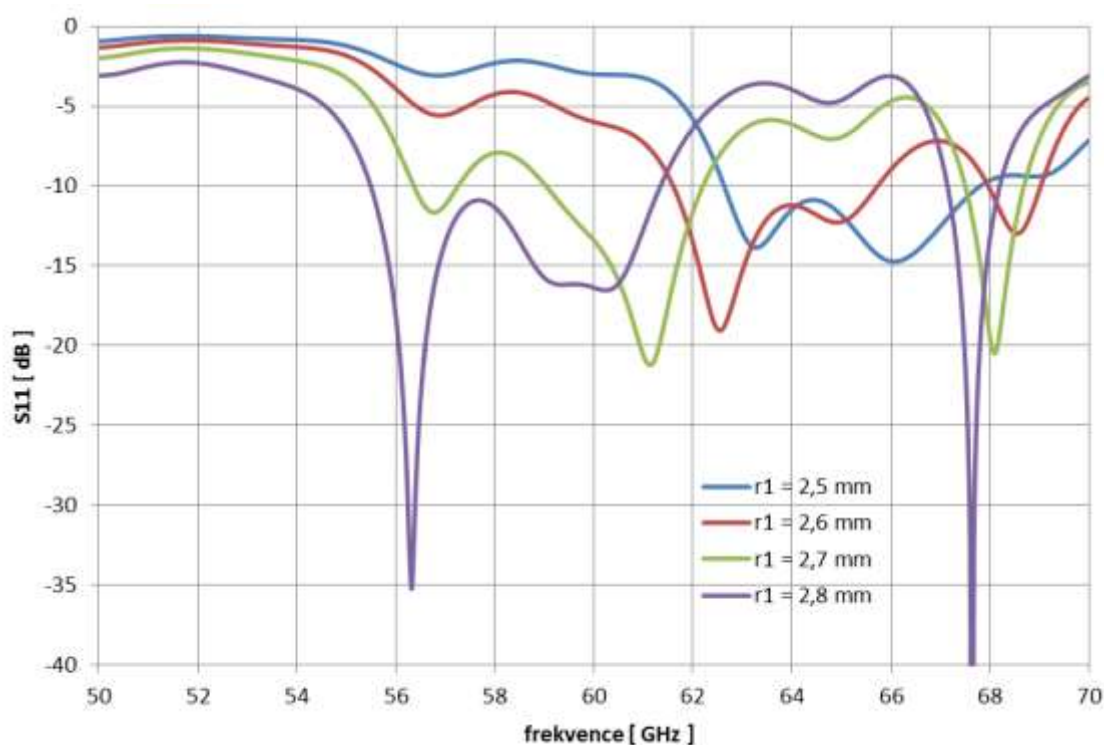


Obr. 3.16: Směrová vyzářovací charakteristika ve vertikální rovině

3.2.1 Parametrické analýzy kruhové antény

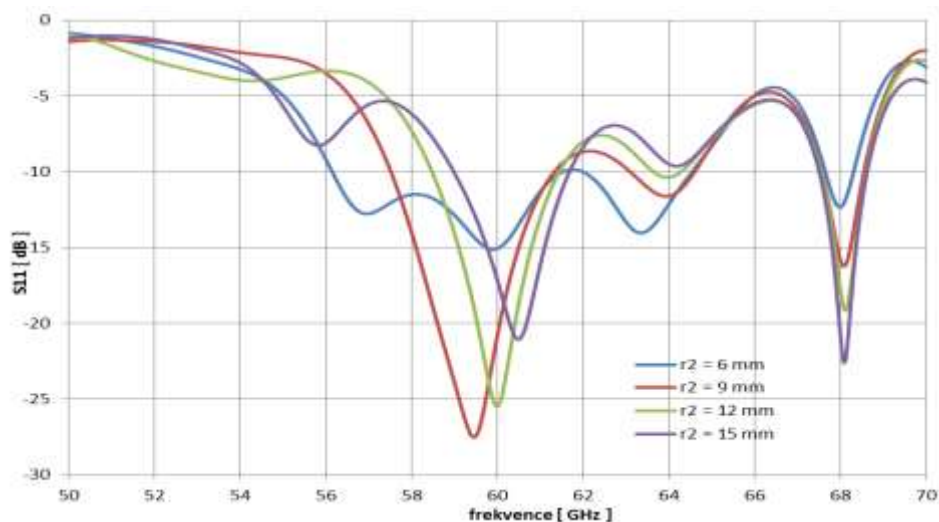
Tato kapitola popisuje metodické provádění simulací, které ve výsledku vedou k dosažení uspokojivého přizpůsobení na středním kmitočtu ISM pásma 61 GHz a zároveň k co největšímu zisku ve všech směrech horizontální roviny. Jako výchozí bod posloužila struktura z obrázku obr. 3.15.

Prvním úkolem parametrické analýzy je najít takový poloměr r_1 vzdálenosti zkratovacích pinů od koaxiálního napáječe, aby došlo k naladění antény. Z provedení analýzy na obrázku níže (obr. 3.17) se zatím jako nejvhodnější jeví poloměr $r_1 = 2,7$ mm, kde činitel odrazu S_{11} dosáhl na pracovním kmitočtu 61,25 GHz hodnoty přibližně -22 dB. V tomto bodě postupu nebyly do grafické závislosti vyneseny směrové charakteristiky, protože zde nemají dostatečnou vypovídací hodnotu.

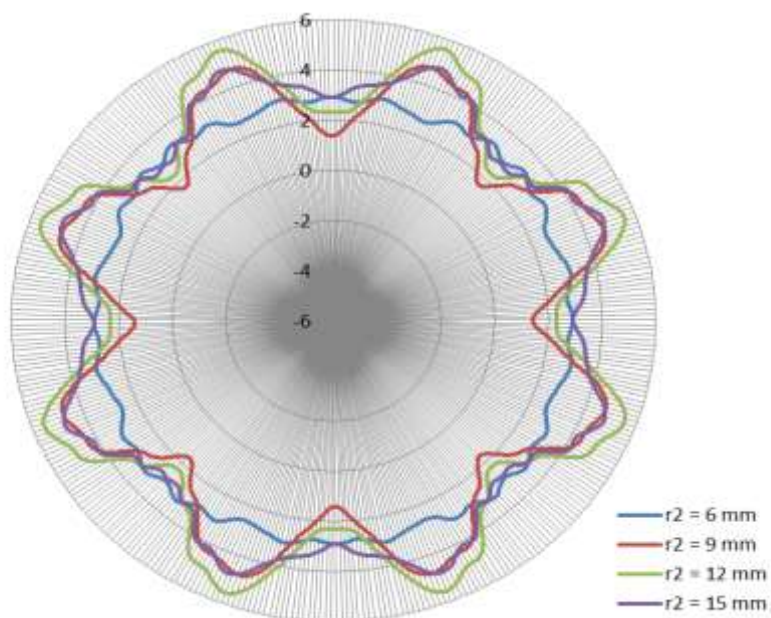


Obr. 3.17: Vliv změny poloměru r_1 vzdálenosti zkratovacích pinů od koaxiálního napáječe na frekvenční závislost činitele odrazu

Parametr r_1 není jediným, který značně ovlivňuje přizpůsobení S_{11} . Neméně významným je rovněž poloměr r_2 kruhového středu, který slouží k přesnějšímu doladění v užším kmitočtovém rozsahu, jak je patrné ze závislosti na další straně dokumentu (obr. 3.18). Zde již lze brát v úvahu i tvar směrové charakteristiky v horizontální rovině a velikost zisku (obr. 3.19), a to přestože anténa ještě není zcela přizpůsobena pracovnímu kmitočtu. S přihlédnutím k oběma grafům se zdá, že největší potenciál dosažení vyhovujícího přizpůsobení i zisku bude blízko hodnoty $r_2 = 12$ mm. Z obrázku (obr. 3.18) také došlo ke zjištění, že hodnota poloměru r_1 nebyla zvolena zcela správně a v dalším průběhu dojde ke zmenšení její velikosti.



Obr. 3.18: Vliv změny poloměru r_2 kruhového středu na frekvenční závislost činitele odrazu

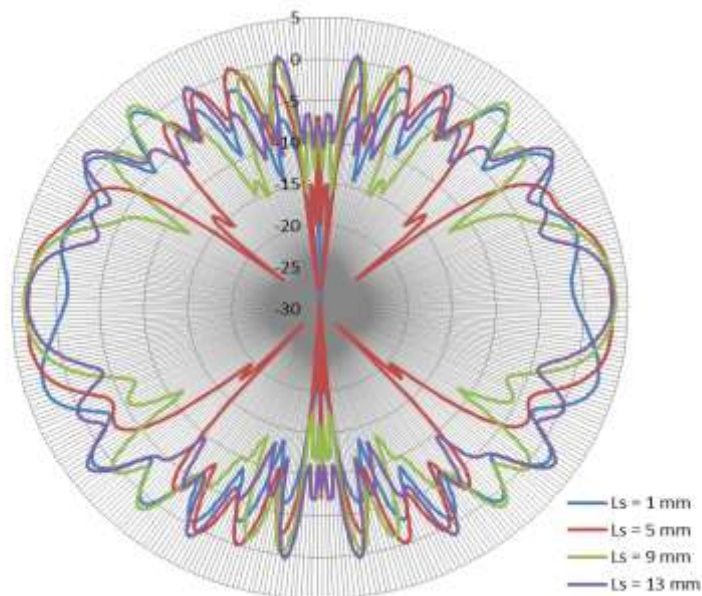


Obr. 3.19: Směrová vyzařovací charakteristika v horizontální rovině

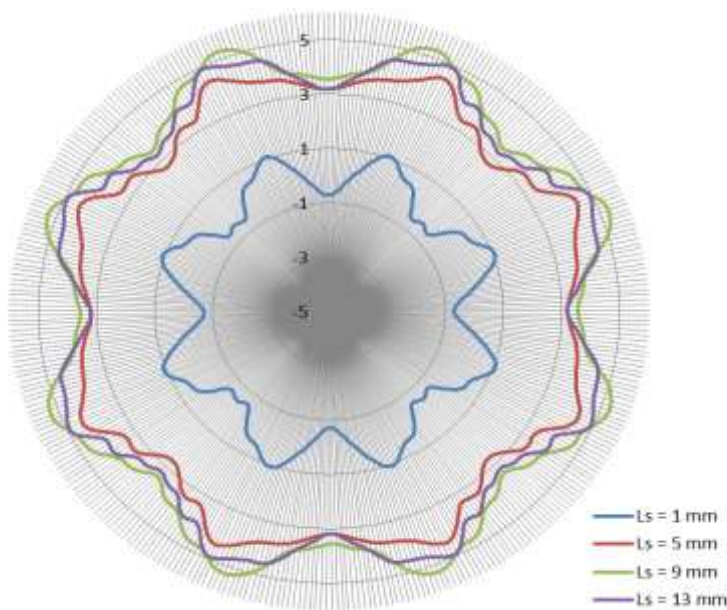
Další sledovanou proměnnou byla délka L rezonančního kovového pásu. Rozmítáním parametru byla stejně jako u jednoduché horn antény potvrzena platnost empirického vztahu. Hodnoty délky L menší nebo větší než 0,5 mm sice znamenaly drobné zlepšení činitele odrazu S_{11} na pracovním kmitočtu, ovšem to se ukázalo jako kontraproduktivní. Směrová charakteristika ve vertikální rovině totiž odhalila zvýraznění negativního vyzařování ze středu napájení antény, přičemž zisk v horizontální rovině se nijak výrazně nezlepšil.

Podobně lze hovořit o šířce mezery s mezi pásy, kdy při hodnotách $s > 0,2$ mm zisk v horizontální rovině viditelně klesal, což je způsobeno zmenšením kapacitní vazby mezi pásy.

Nyní je pozornost zaměřena na parametrickou analýzu délky přesahu L_s substrátu. Hodnoty byly rozmítány v rozmezí od 1 mm do 13 mm. Ze směrové vyzařovací charakteristiky ve vertikální rovině (obr. 3.20) byl odečten vliv L_s na velikost vyzařování středu napájení. Nejmenší intenzita tohoto nežádoucího jevu byla při $L_s = 1$ mm, ovšem zde byl dosažený zisk v horizontální rovině (obr. 3.21) zcela nedostačující. S přihlédnutím k oběma směrovým charakteristikám a sekundárně i k průběhu činitele odrazu S_{11} v okolí pracovního kmitočtu, byl zvolen kompromis mezi úrovní negativního záření koaxiálního napájení a velikostí zisku. Tomu odpovídá hodnota $L_s = 5$ mm.



Obr. 3.20: Směrová vyzařovací charakteristika ve vertikální rovině



Obr. 3.21: Směrová vyzařovací charakteristika v horizontální rovině

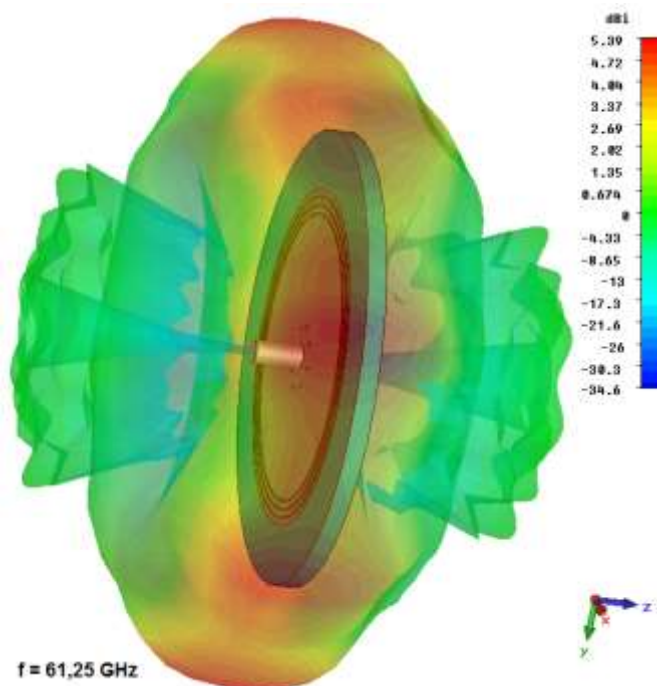
3.2.2 Výsledná kruhová anténa s rezonančními pásy

Předchozími analýzami byly stanoveny hodnoty parametrů výsledné struktury kruhové antény. Nyní následuje finální rozbor a simulace antény. Pro přehlednost jsou jednotlivé proměnné spolu s jejich konečnými rozměry představeny v tabulce (tab. 3.1), přičemž průměr zkratovacích pinů byl z hlediska výrobních možností oproti původnímu návrhu přepočten na 0,4 mm.

Tab. 3.1: Souhrn rozměrů kruhové antény s rezonančními pásy

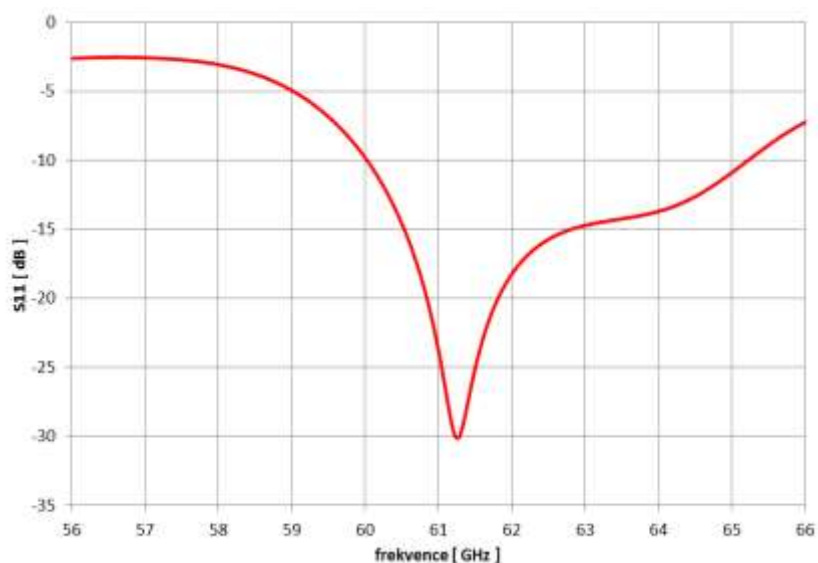
Název	Parametr	Rozměr [mm]
Hloubka vniku sondy do substrátu	L_p	0,5
Délka rezonančního pásu	L	0,5
Mezera mezi rezonančními pásy	s	0,2
Délka přesahu substrátu	L_s	5
Poloměr vzdálenosti zkratovacích pinů	r_1	2,66
Poloměr kruhového středu	r_2	11,9

Jak lze vidět z 3D směrové vyzařovací charakteristiky (obr. 3.22), záření středu napájení do vertikálního směru má zcela zanedbatelnou úroveň a neovlivní negativně případnou anténní řadu. Celková účinnost kruhové antény je 86,7 %.

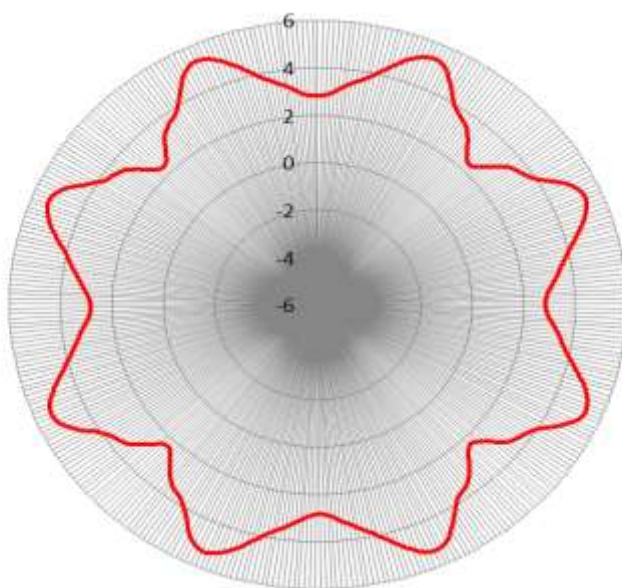


Obr. 3.22: 3D směrová vyzařovací charakteristika včetně struktury kruhové antény

Přizpůsobení antény lze hodnotit kladně, hodnota činitele odrazu S_{11} na pracovním kmitočtu 61,25 GHz dosahuje -30 dB (obr. 3.23). Rovněž šířka ISM pásma je dostatečná. Při bližším prozkoumání směrové vyzařovací charakteristiky v horizontální rovině (obr. 3.24) je zjevné, že velikost zisku není ve všech směrech dokonale stejná. Příčina byla popsána v úvodu kapitoly 3.2. Zde je důležité zaměřit se na nejvyšší (5,33 dBi) a nejnižší (2,4 dBi) hodnotu zisku. Průměrná velikost zisku je tedy okolo 4 dBi. Pokud by ve výsledku bylo nutné pokrýt i vzniklá minima, je možné později vyzkoušet, zda by použitím další řady fázově pootočené kruhové antény byl tento nedostatek eliminován. Tohoto řešení však vzhledem k předpokládanému užití antény na krátké vzdálenosti zřejmě nebude třeba.



Obr. 3.23: Frekvenční závislost činitele odrazu S_{11} kruhové antény



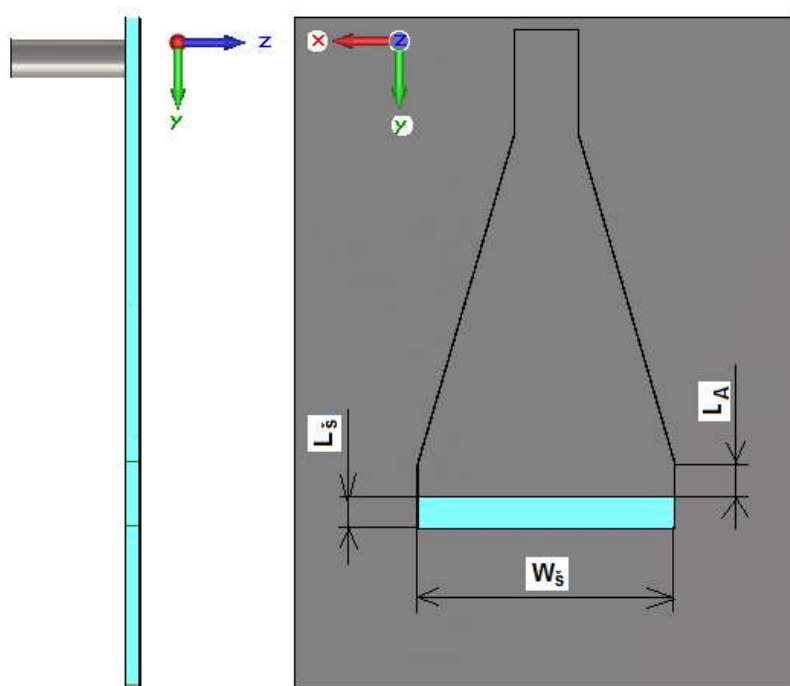
Obr. 3.24: Směrová vyzařovací charakteristika kruhové antény v horizontální rovině

Pro doplnění informací o simulované kruhové anténě je vhodné uvést i slovní komentář k pokusu integrovat do struktury čtyři a poléze šestnáct zkratovacích pinů. Pro čtyři piny nebylo dosaženo dostatečného přizpůsobení, pro šestnáct pinů byl naopak zisk rozdělen do velkého počtu laloků o nízké intenzitě. Paradoxně oba tyto neúspěšné pokusy jsou potvrzením správného návrhu struktury s osmi zkratovacími piny.

3.3 Parametry a postup návrhu štěrbínové horn antény

Na myšlenku využití štěrbínové neboli slot horn antény pro zajištění vyzařování ve vertikální rovině přivedl odborný článek [18]. Protože zde je však anténa navržena na zcela odlišný kmitočet (13 GHz), nejsou dané rozměry struktury přímo využitelné pro naše konkrétní zadání. Příhodně byl v tomto návrhu použit velice podobný substrát, totiž Duroid 5880 s relativní permitivitou $\epsilon_r = 2,2$, lze proto po přepočtu na kmitočet 61,25 GHz očekávat podobných výsledků. Z důvodu absence jakýchkoliv výpočetních vztahů, bylo postupováno intuitivní metodou, totiž zmenšováním převzaté anténní struktury v určitém poměru.

Původní výška použitého substrátu 1,575 mm byla shledána nadměrnou a z katalogového listu [8] došlo k výběru rozměru 0,508 mm s tloušťkou pokovení 11 μm . Kruhové prokovené díry (zkratovací piny) byly stejně jako u horn antény v kapitole 3.1 nahrazeny souvislým pásem. Obrázek (obr. 3.25) zobrazuje přibližně přepočtenou strukturu štěrbínové antény včetně napájení pomocí koaxiální sondy a popisu nejvýznamnějších proměnných, jež budou v dalším postupu parametrizovány.

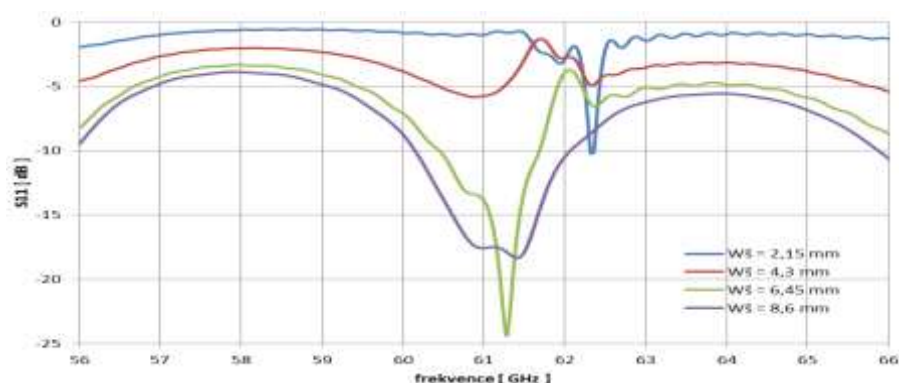


Obr. 3.25: Struktura štěrbínové horn antény

3.3.1 Parametrické analýzy šterbinové horn antény

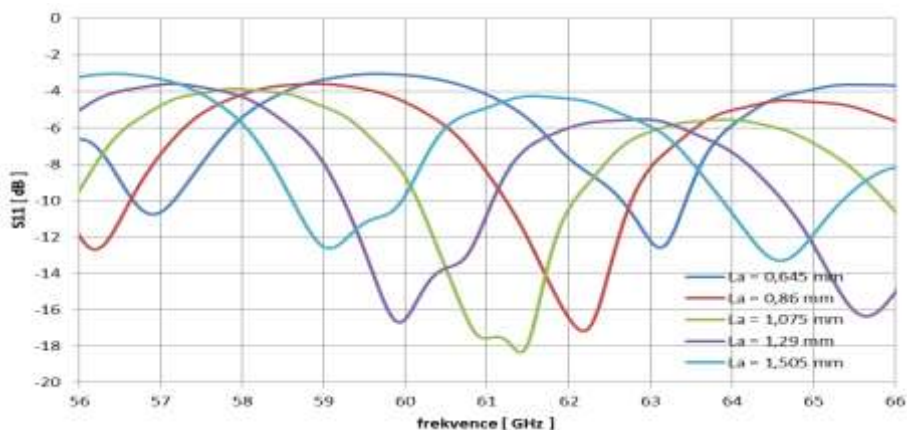
V této kapitole je stejně jako u horn antény s H-aperturou práce zaměřena na metodické použití parametrických analýz za účelem dosažení kvalitního přizpůsobení na středním kmitočtu a zároveň dostatečného zisku. Je zřejmé, že budou muset být voleny kompromisy mezi jednotlivými parametry.

První analýzou bylo studium vlivu změny šířky šterbiny W_s ve frekvenční oblasti (obr. 3.26), čímž došlo k potvrzení teoretického předpokladu, že nejlepšího činitele odrazu S_{11} v porovnání se šířkou pásma pokrývající pásmo ISM 61 GHz, je dosaženo při šířce šterbiny rovnající se šířce apertury (8,6 mm). Ta je tedy použita jako výchozí hodnota pro další simulace, které mají ověřit vliv ostatních parametrů na sledované závislosti.

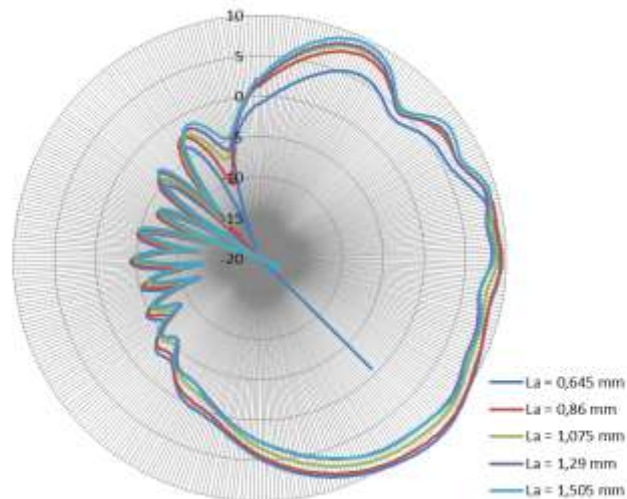


Obr. 3.26: Vliv změny šířky šterbiny W_s na frekvenční závislost činitele odrazu

Změna délky ústí apertury L_a byla dalším zkoumaným parametrem (obr. 3.27). Na první pohled je patrný posun středního kmitočtu ve frekvenční oblasti výše v závislosti na rostoucí L_a . Zde je již názorné vykreslit i směrovou vyzařovací charakteristiku ve vertikální rovině (obr. 3.28), která sleduje velikost zisku. Vyzařování se zdá být nejefektivnější při délce ústí apertury 0,86 mm, rozdíly v hodnotách zisku nejsou však zásadní (do 1 dB). S přihlédnutím na naladění antény na rezonanční kmitočet 61,25 GHz je tedy zvolen kompromis $L_a = 1,075$ mm, kdy je dosaženo lepšího přizpůsobení na úkor nižšího zisku.

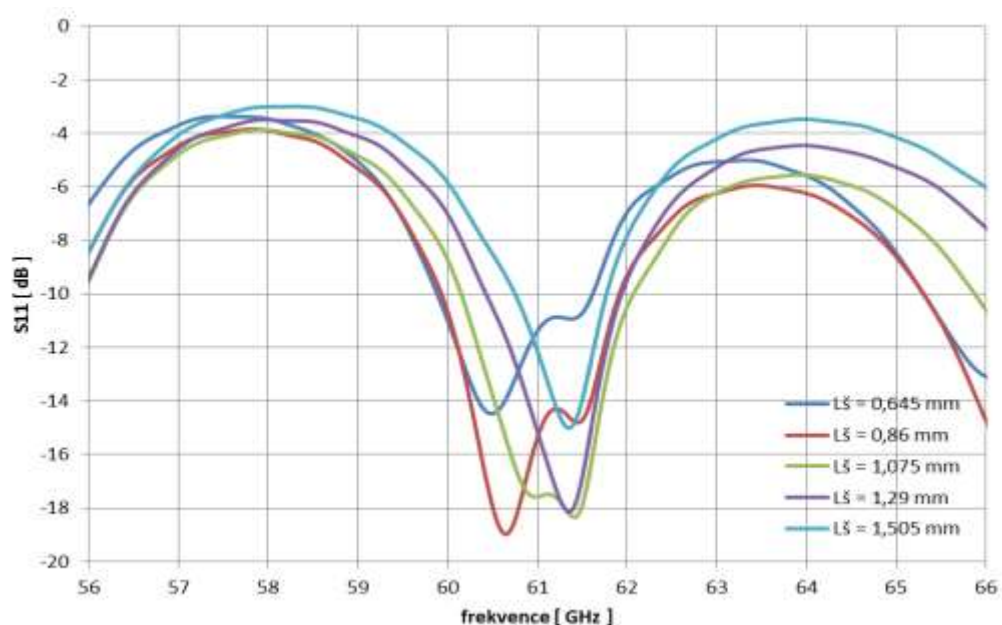


Obr. 3.27: Vliv změny délky ústí apertury L_a na frekvenční závislost činitele odrazu

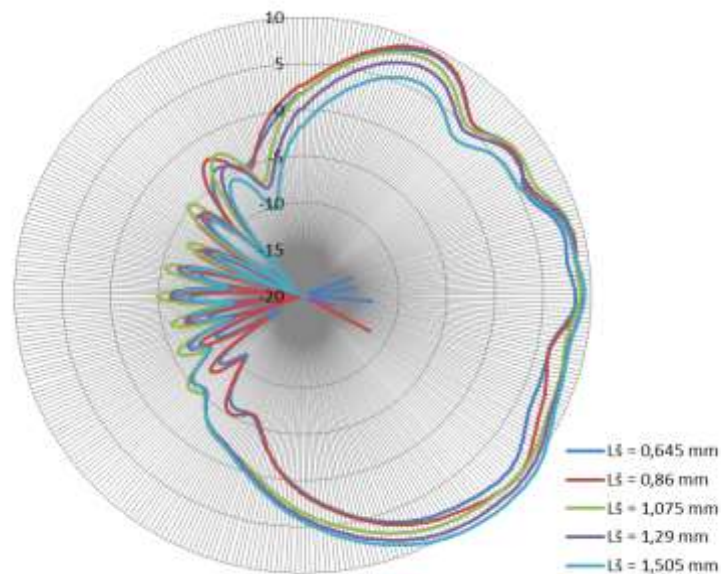


Obr. 3.28: Směrová vyzařovací charakteristika ve vertikální rovině

Posledním rozmítaným parametrem byla délka štěrby L_s . Z pohledu činitele odrazu S_{11} (obr. 3.29) znamená změna tohoto parametru posun středního kmitočtu, ovšem ne tak výrazný, jako tomu bylo u délky ústí apertury L_a . Mnohem více se projeví v maximu zisku, kde jsou rozdíly až 2,5 dB (obr. 3.30). Cílem tedy je zvolit opět vhodný kompromis, kdy bude dosaženo dobrého přizpůsobení na kmitočtu 61,25 GHz a dostatečně velké hodnoty zisku. Zároveň je žádoucí přihlédnout k šířce pásma, která se pro pokles S_{11} o -10 dB pohybuje okolo 2 GHz. Výhodnější je zvolit větší šířku, podobně jako tomu bylo u horn antény v kapitole 3.1. Konečný rozměr délky štěrby L_s tedy je 1,075 mm.

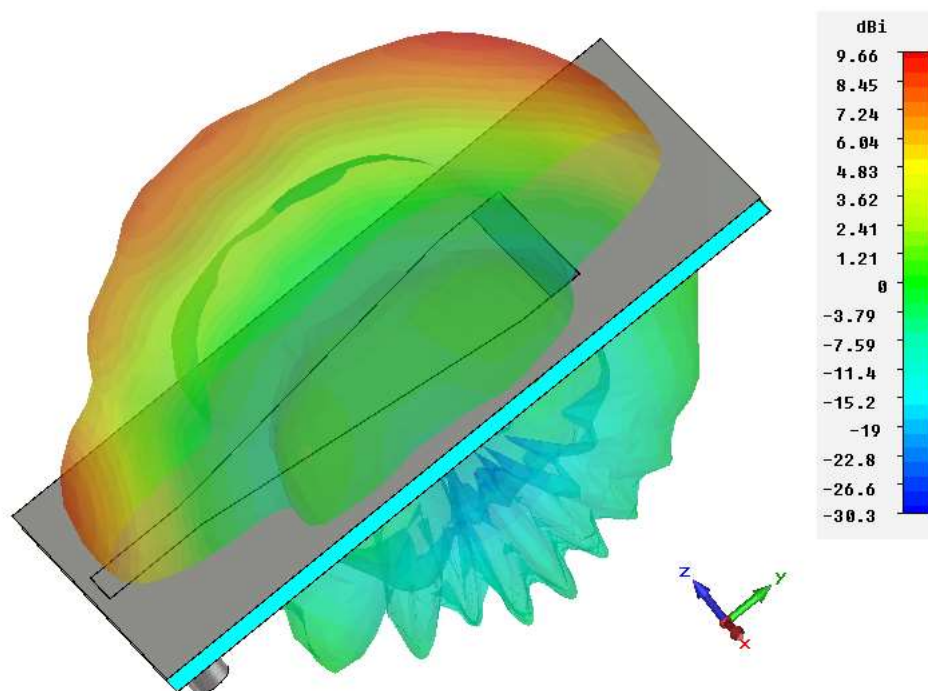


Obr. 3.29: Vliv změny délky štěrby L_s na frekvenční závislost činitele odrazu



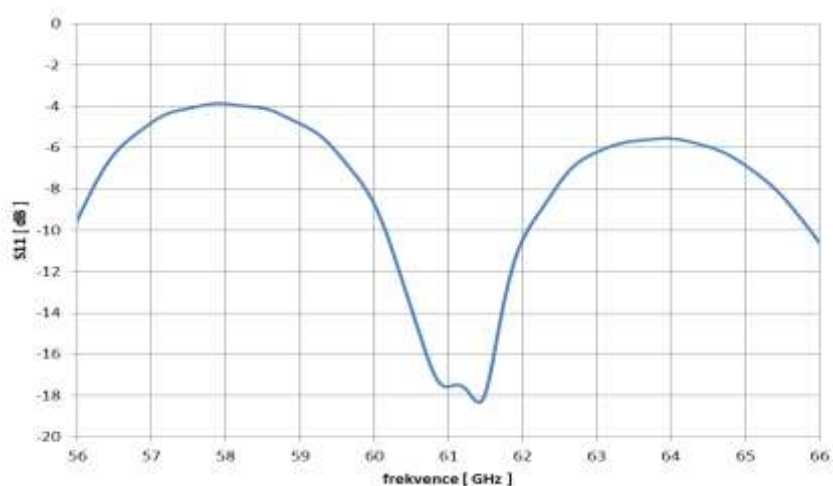
Obr. 3.30: Směrová vyzařovací charakteristika ve vertikální rovině

Protože veškeré parametry primárně ovlivňující sledované závislosti byly zjištěny, lze přejít k vyhodnocení charakteristik šterbinové horn antény. Z uvedeného 3D směrového vyzařovacího diagramu (obr. 3.31) je možno odečíst velikost výsledného zisku. Jedná se o hodnotu 9,66 dBi a nachází se ve směru osy y přibližně pod úhlem 45° od horizontální roviny. Úroveň vyzařování přesahuje velikost minimálně 5 dBi téměř v celé kladné vertikální polovině (od roviny antény ve směru osy z). Naopak je dosaženo poměrně nízkého zpětného záření a relativně dobrého potlačení bočních laloků.



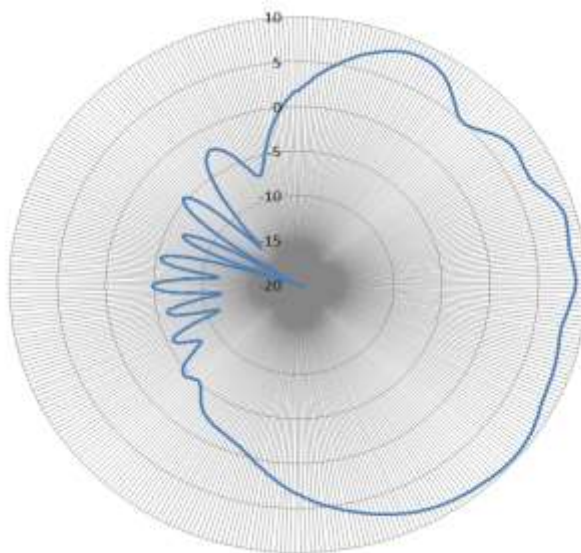
Obr. 3.31: 3D směrová vyzařovací charakteristika včetně struktury šterbinové horn antény

Po zhlédnutí frekvenční závislosti činitele odrazu S_{11} (obr. 3.32) na frekvenci lze konstatovat, že štěrbinová horn anténa je dobře přizpůsobena přibližně v rozmezí kmitočtů 60 až 62 GHz. ISM pásmo 61 GHz se středním kmitočtem 61,25 GHz je tedy plně pokryto a je zajištěna rezerva, které bude možná využito v dalších operacích se strukturou antény.



Obr. 3.32: Frekvenční závislost činitele odrazu S_{11} štěrbinové horn antény

Směrová vyzařovací charakteristika ve vertikální rovině (obr. 3.33) doplňuje již komentovaný diagram na obrázku z předchozí strany (obr. 3.31).

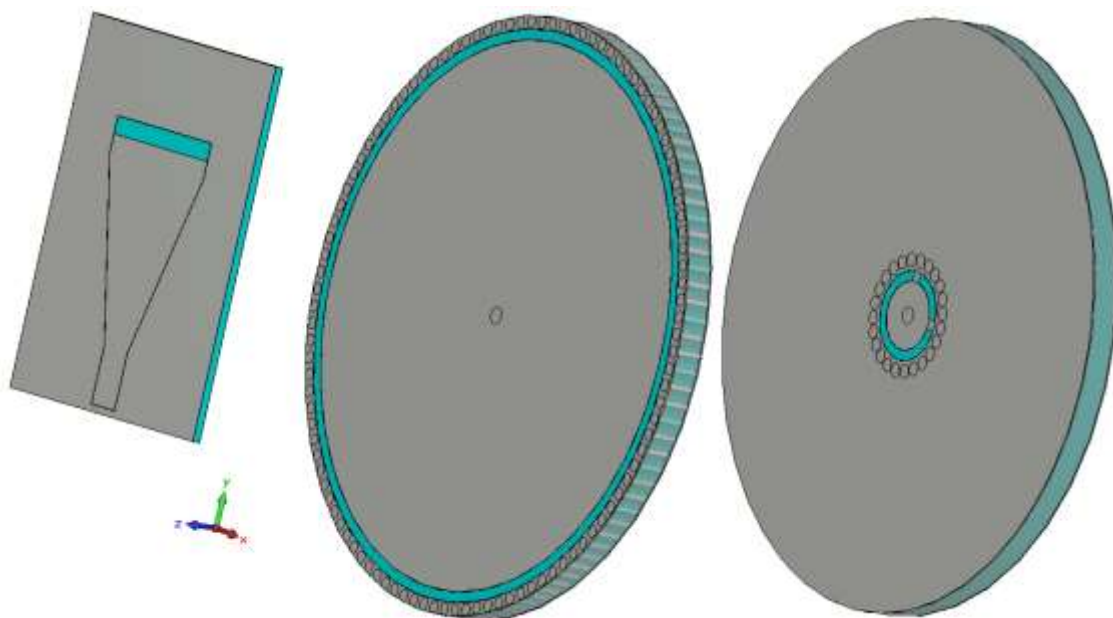


Obr. 3.33: Směrová vyzařovací charakteristika štěrbinové horn antény ve vertikální rovině

Je pravděpodobné, že předpokládanou transformací štěrbinové horn antény s vertikálním vyzařováním do kruhové struktury a následným vytvořením anténní jednotky spolu s již hotovou kruhovou anténou s horizontálním vyzařováním, bude možné relativně všesměrově pokrýt prostor (například místnost). Jak velká bude hodnota zisku nelze v této situaci říci. Více k této problematice v dalších kapitolách.

3.3.2 Tvorba struktury kruhové štěrbinové antény

Tato část dokumentu se zabývá popisem vývoje struktury kruhové štěrbinové antény, která v ideálním případě s dostatečným ziskem pokryje vertikální směr od roviny antény. Jako výchozí část lze využít prvek štěrbinové horn antény, který je obdobným postupem uvedeným v kapitole 3.1.3 kopírován s fází 45° dle osy napájecího konektoru. Propojením jednotlivých prvků včetně štěrbin dojde k odstranění vzniklých mezer a zaoblením celé struktury dostane element kruhovou podobu. Zde je již použit substrát s výškou $h = 0,787$ mm, který později zajistí větší šířku pásma. Následuje náhrada úzkých kovových pásků, které ohraničovaly tvar trychtýře antény, a to za prokovené kruhové otvory. Prvotní analýza prostředního motivu z obrázku (obr. 3.34) v programu CST MWS odhalila velmi výrazné minimum zisku ve středu antény, bylo proto přistoupeno k pokusu s vychýlením napájecího pinu v ose x . Takto bylo docíleno zmenšení minima, ovšem vysoký pokles zisku byl naopak zaznamenán na dalších místech a směrové charakteristiky tak celkově působily nesourodě.



Obr. 3.34: Postupný vývoj struktury kruhové štěrbinové antény

Nastínění možnosti, jak odstranit potíž s minimem vyzařování poskytl odborný článek [19], kde byla zařazena kruhová štěrbinová přerušená na dvou místech (třetí motiv na obr. 3.34). Anténní struktura se tak stává nesymetrická a v dalším postupu bude důležité mimo jiné sledovat rozložení elektrického pole, aby došlo ke vhodné transformaci antény a potlačení minima v místě napájení bylo co nejefektivnější.

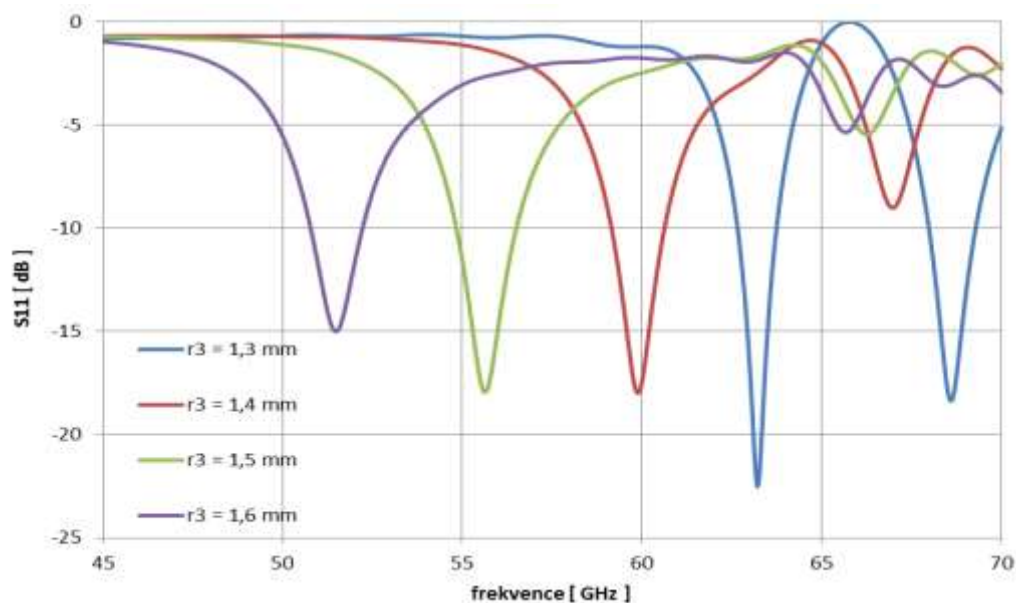
3.4 Kruhová štěrbinová anténa

Díky rozboru postupu z předchozí kapitoly bude nyní možné snáze dosáhnout požadovaných vlastností kruhové štěrbinové antény. Těmi jsou především dostatečný zisk v co nejširším vyzařovacím směru, dobré přizpůsobení na pracovním kmitočtu 61,25 GHz a vysoká účinnost antény. Již dopředu je zřejmé, že stejně jako při vývoji

kruhové antény s rezonančními pásy bude přihlíženo k mnoha kompromisům, bez kterých se v moderní mikrovlnné technice žádný výzkum neobejde.

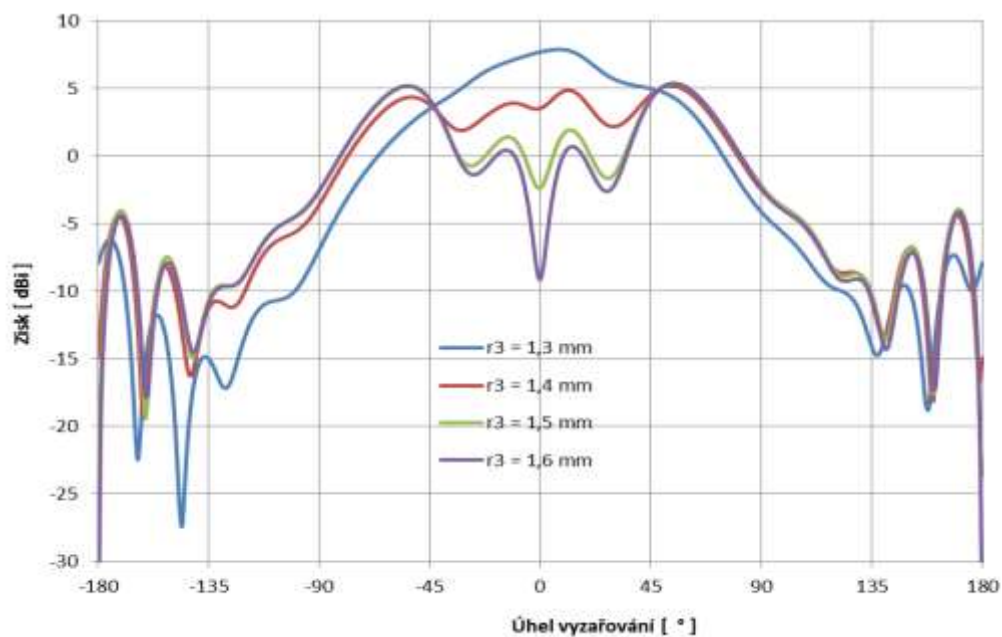
3.4.1 Parametrické analýzy kruhové šterbinové antény

První krok této opět již více prakticky založené části dokumentu byl zaměřen na zjištění vhodné délky šterbiny L_s pomocí parametrického rozmítání, kdy s ohledem na kritické velikosti omezující výrobu došlo k výběru hodnoty 0,3 mm. Jako výchozí návrh byl použit motiv struktury vykreslené zcela vpravo na obrázku (obr. 3.34) o vnějším poloměru $r_5 = 8,5$ mm. Následovala analýza vlivu vzdálenosti v zkratovacích pinů od šterbiny. Primárně bylo nahlíženo na schopnost tohoto parametru přizpůsobit anténu na dostatečnou úroveň činitele odrazu S_{11} . Nejlepšího přizpůsobení bylo dosaženo při $v = 0,3$ mm a tento rozměr posloužil opět jako výchozí pro parametrickou analýzu vzdálenosti r_3 šterbiny od středu antény. Na obrázku (obr. 3.35) uvedeného níže lze pozorovat, že optimální hodnota r_3 pro přizpůsobení na kmitočet 61,25 GHz se nachází mezi 1,3 až 1,4 milimetry.

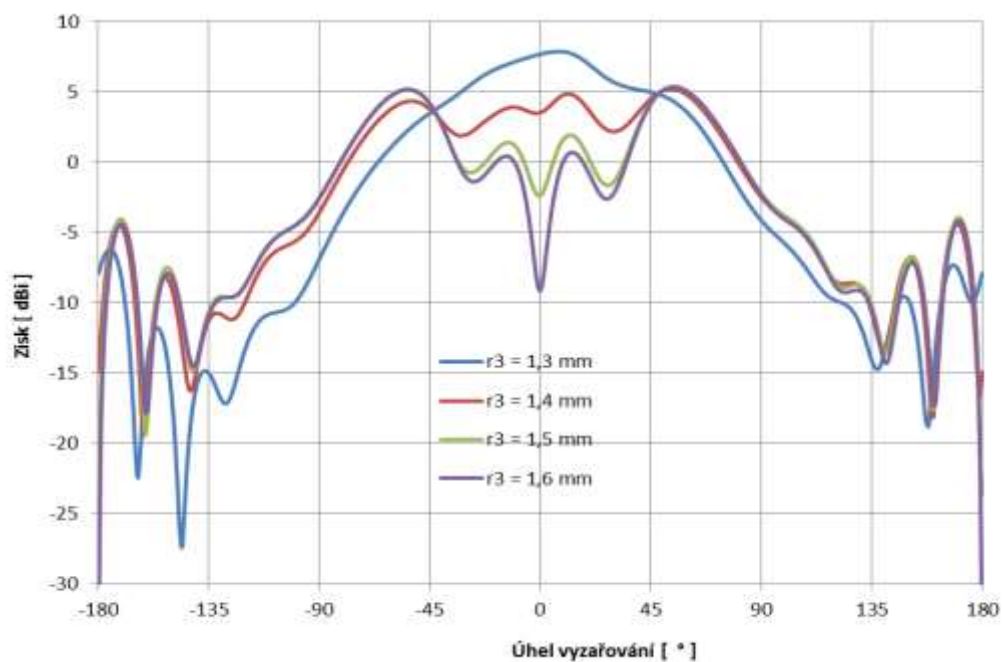


Obr. 3.35: Vliv změny vzdálenosti r_3 šterbiny od středu antény na frekvenční závislost činitele odrazu

Ke zvolení správné vzdálenosti r_3 šterbiny od středu antény pomohou rovněž směrové vyzařovací charakteristiky v rovině $\Phi 0^\circ$ (obr. 3.36) a $\Phi 90^\circ$ (obr. 3.37), ze kterých je patrné, že při rozměrech právě mezi 1,3 až 1,4 mm bude tato kruhová anténa splňovat požadavek na dostatečnou úroveň zisku bez viditelného minima v místě napájení. Navíc při porovnání obou rovin směrových závislostí se nelze ubránit dojmu, že ačkoliv je struktura díky dvěma přerušením šterbin navržena jako nesymetrická, nebude tato skutečnost znamenat příliš velkou úhlovou výchylku vyzařovacího svazku.

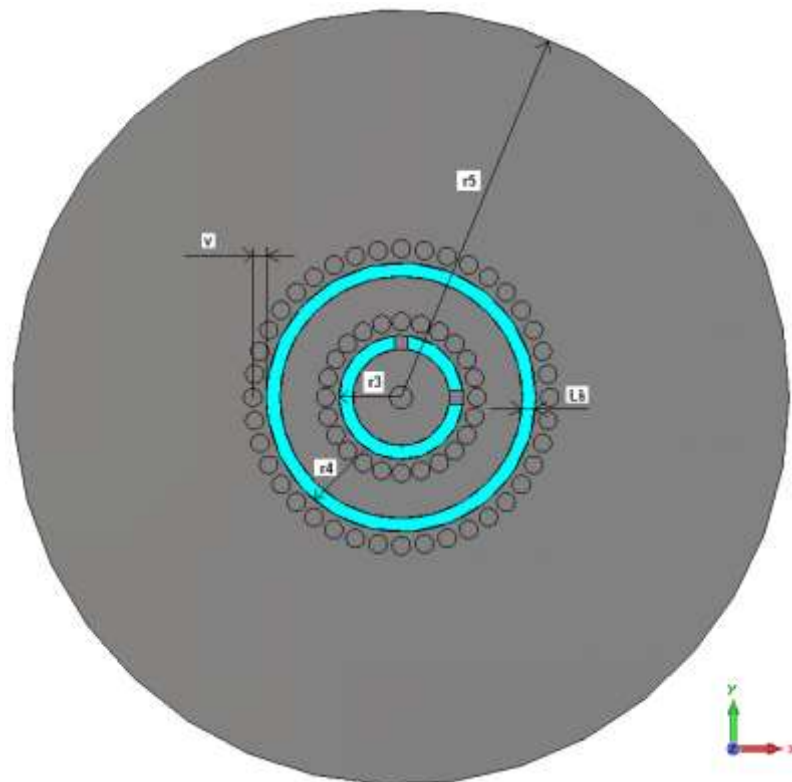


Obr. 3.36: Vliv změny vzdálenosti r_3 štěrby od středu antény na směrovou charakteristiku v rovině $\Phi 0^\circ$



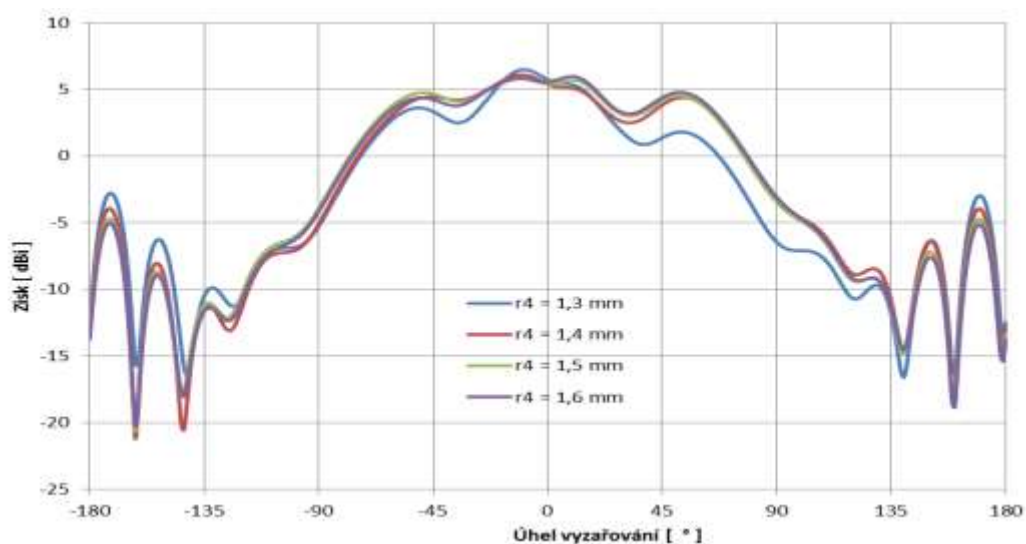
Obr. 3.37: Vliv změny vzdálenosti r_3 štěrby od středu antény na směrovou charakteristiku v rovině $\Phi 90^\circ$

Dalším zkoumaným prvkem je zařazení vnější štěrby do motivu antény (obr. 3.38) ve vzdálenosti r_4 tak, aby ideálně došlo ke stabilizaci činitele odrazu S_{11} a zároveň zlepšení účinnosti antény. Prakticky totiž mezi prokovenými otvory na okraji vnitřní štěrby dochází k drobnému úniku energie do struktury a vnější štěrbina tuto energii opět emituje do vertikálního směru od roviny antény.

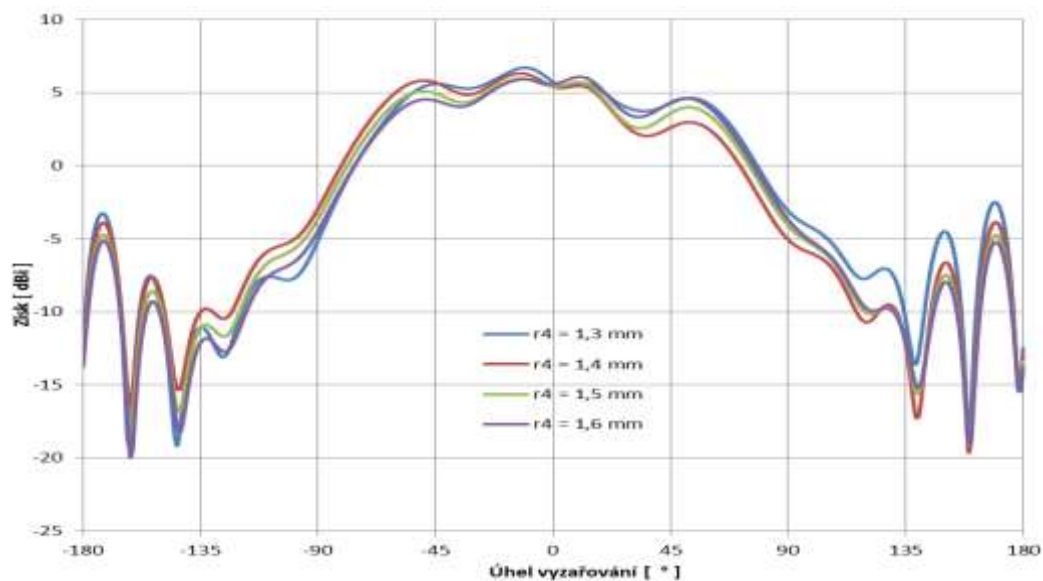


Obr. 3.38: Výsledný motiv kruhové štěrbínové antény

Parametrická analýza vzdálenosti r_4 vnější štěrbiny nepotvrdila nikterak zásadní vliv na činitel odrazu S_{11} , ovšem směrové charakteristiky v obou rovinách (obr. 3.39 a 3.40) změnu zaznamenaly. Při hodnotě $r_4 = 1,6$ mm se vyzařovací charakteristiky antény jeví téměř osově souměrné, což je pozitivním krokem k dosažení relativně všesměrových vlastností.



Obr. 3.39: Vliv změny vzdálenosti r_4 vnější štěrbiny na směrovou charakteristiku v rovině $\Phi = 0^\circ$



Obr. 3.40: Vliv změny vzdálenosti r_4 vnější štěrbinové na směrovou charakteristiku v rovině $\Phi 90^\circ$

Při vývoji kruhové štěrbinové antény vyzařující ve vertikální rovině došlo k mnoha pokusům, které měly teoreticky dosažené vlastnosti antény dále vylepšit. Jako příklad lze uvést krok, kdy byla do struktury zařazena třetí štěrbinová, která ovšem nezpůsobila žádné výrazné zlepšení, proto i převážně z důvodu větší náročnosti na výrobu bylo z tohoto odstoupeno. Za zmínku stojí i další přerušení vnitřní štěrbinové umístěného opět ve fázi 90° od stávajících, kdy se vyzařovací charakteristiky chovaly více všesměrově, ale pouze na úkor výrazného zhoršení činitele odrazu S_{11} , který vzrostl nad nedostatečných -10 dB.

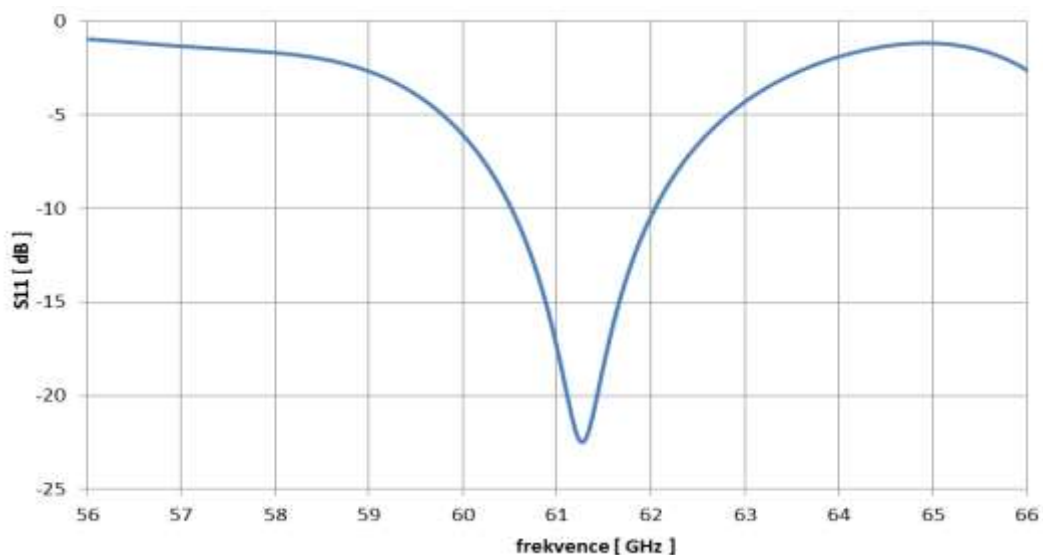
3.4.2 Výsledná kruhová štěrbinová anténa

Předchozími analýzami byly stanoveny hodnoty parametrů výsledné struktury kruhové štěrbinové antény. Nyní následuje finální rozbor a simulace antény. Pro přehlednost jsou jednotlivé proměnné spolu s jejich konečnými rozměry představeny v tabulce (tab. 3.2).

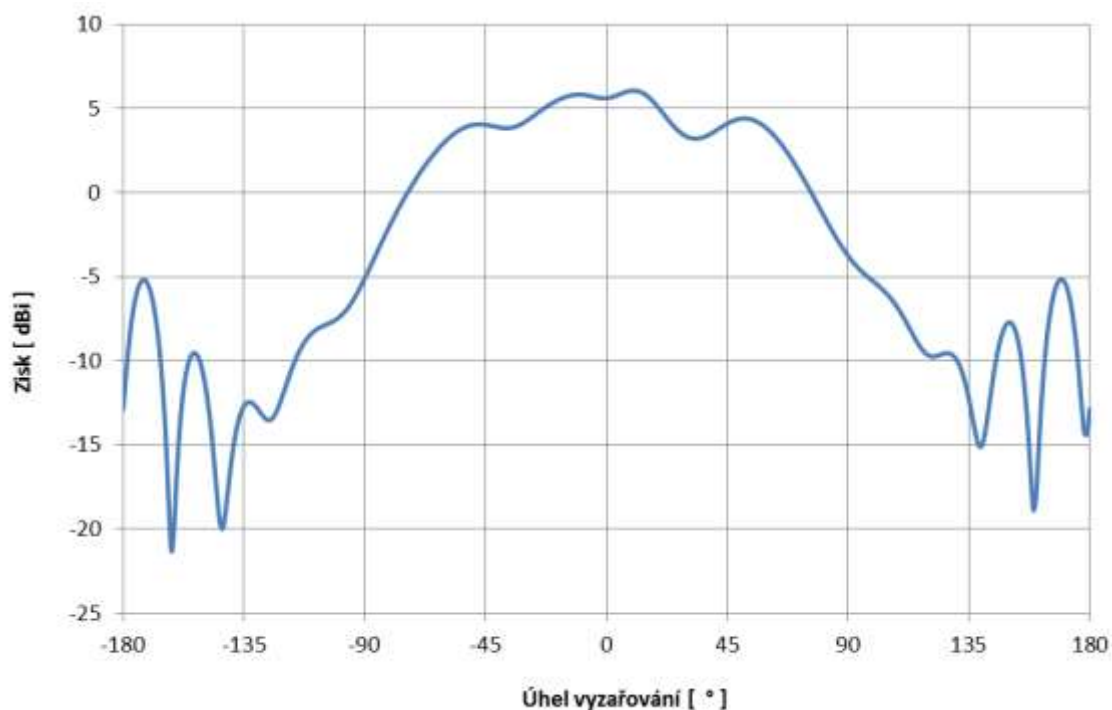
Tab. 3.2: Souhrn rozměrů kruhové štěrbinové antény

Název	Parametr	Rozměr [mm]
Délka štěrbin	L_s	0,3
Vzdálenost zkratovacích pinů od štěrbin	v	0,3
Vzdálenost štěrbin od středu antény	r_3	1,365
Vzdálenost vnější od vnitřní štěrbin	r_4	1,6
Poloměr antény	r_5	8,5

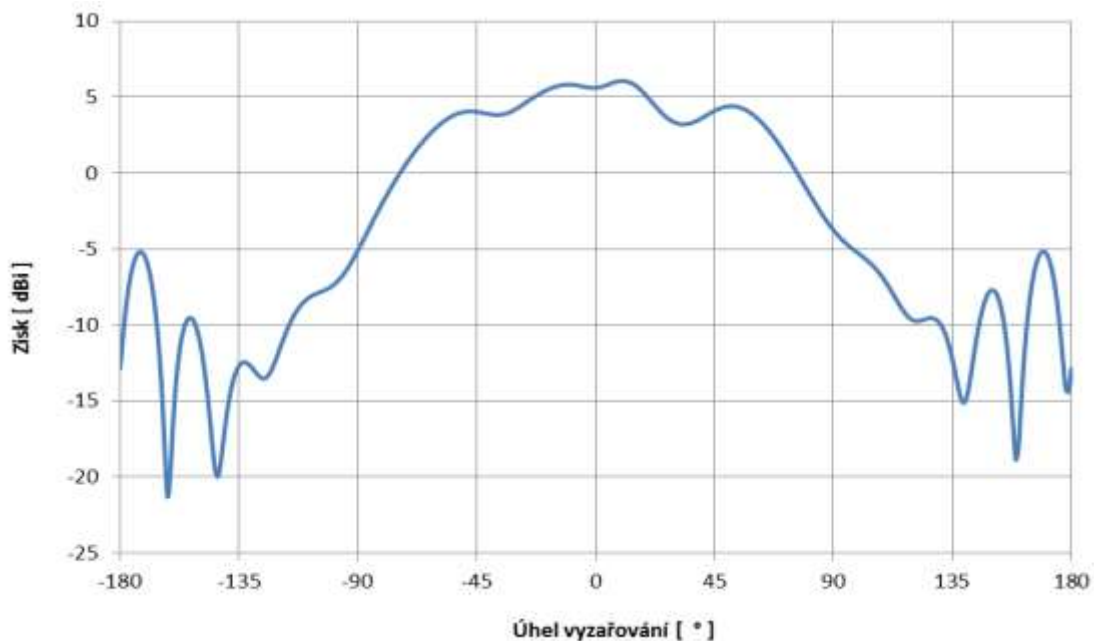
Graf frekvenční závislosti činitele odrazu S_{11} (obr. 3.41) dokazuje velmi dobré přizpůsobení -22,4 dB na pracovním kmitočtu 61,25 GHz s dostatečnou šířkou kmitočtového pásma. Směrové vyzařovací charakteristiky roviny $\Phi 0^\circ$ (obr.3.42) a $\Phi 90^\circ$ (obr.3.43) vykazují ve vertikálním směru zisk o dostatečné úrovni. Šířka vyzařovacího laloku, kde zisk přesahuje pomyslnou kritickou hranici 0 dBi, odpovídá velikosti téměř 150° .



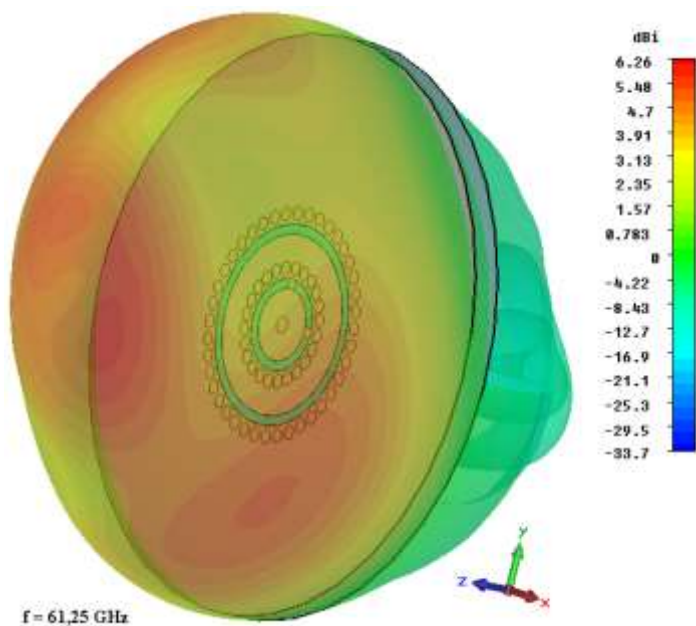
Obr. 3.41: Frekvenční závislost činitele odrazu S_{11} kruhové štěrbinové antény



Obr. 3.42: Směrová vyzařovací charakteristika kruhové štěrbinové antény v rovině $\Phi 0^\circ$



Obr. 3.43: Směrová vyzařovací charakteristika kruhové štěrbinové antény v rovině Phi 90°

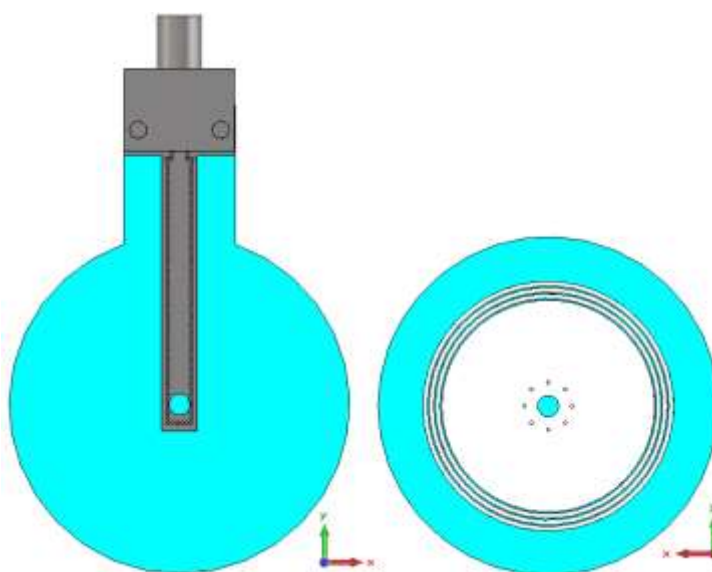


Obr. 3.44: 3D směrová vyzařovací charakteristika včetně struktury kruhové štěrbinové antény

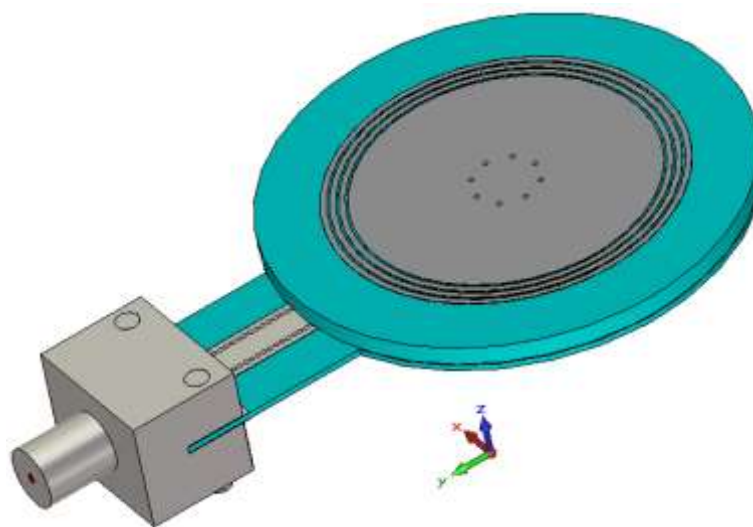
Z obrázku 3D směrové vyzařovací charakteristiky (obr. 3.44) je patrné, že anténa vyzařuje ve vertikálním směru a zpětné záření kolem napájecího koaxiálního kabelu dosahuje zanedbatelných úrovní. Celková účinnost kruhové štěrbinové antény činí 88 %. Na tomto místě lze kapitolu považovat za uzavřenou a je možné pokračovat transformací navržených kruhových elementů na napájecí strukturu GCPW s přechodem na SIW.

3.5 Transformace kruhové antény s rezonančními pásy na napájecí strukturu GCPW

Jak již bylo naznačeno v kapitole o napájení anténní jednotky je nutné anténu umístit na vhodnou strukturu, která zajistí nejen výrobní realizaci, ale především možnost následně změřit její charakteristiky. Napájecí síť GCPW s přechodem na SIW spolu s dostupným připojeným 1.85 mm (V) End Launch konektorem je upravena tak, že substrát je vykreslen se stejným poloměrem jako anténa. Navíc kovová zemní plocha obsahuje výřez (totožně se zemní plochou antény), což v dalších fázích simulačních analýz umožnilo tímto středem vést napájecí koaxiální sondu na vrchní plochu antény, aniž by došlo ke zkratování se zemní plochou [14]. Obrázek (obr. 3.45) znázorňuje postup spojení obou částí, další snímek (obr. 3.46) poté výsledný element anténní jednotky.

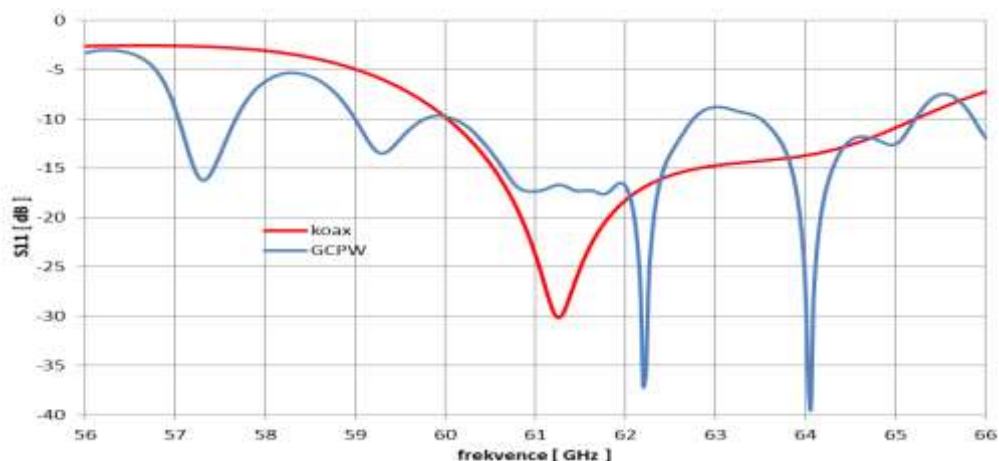


Obr. 3.45: Postup umístění kruhové antény s rezonančními pásy na napájení GCPW



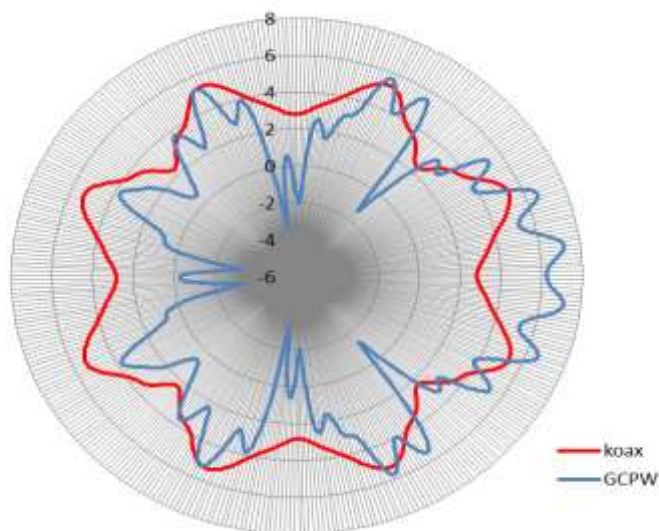
Obr. 3.46: Motiv výsledné struktury kruhové antény s pásy s GCPW

Simulací výše uvedené struktury bylo hned napoprvé docíleno dostatečného přizpůsobení na pracovním kmitočtu 61,25 GHz ISM pásma, S_{11} činí -17 dB. Ačkoliv se při zběžném pohledu na frekvenční závislost činitele odrazu (obr. 3.47) jeví porovnání průběhů obou verzí s různým napájením odlišně, při důkladném rozboru lze konstatovat, že charakter zůstává velmi podobný. Od kmitočtu 56 GHz průběhy klesají a minima dosahují v okolí pásma ISM, poté znovu rostou a na frekvenci 66 GHz se blíží maximu. Drobné zákmity na průběhu GCPW jsou zřejmě způsobeny nedokonalým návrhem napájecí struktury včetně konektoru, velká špička na kmitočtu 64 GHz by v případě použití kvalitního kmitočtového filtru rovněž neměla znamenat hrozbu.

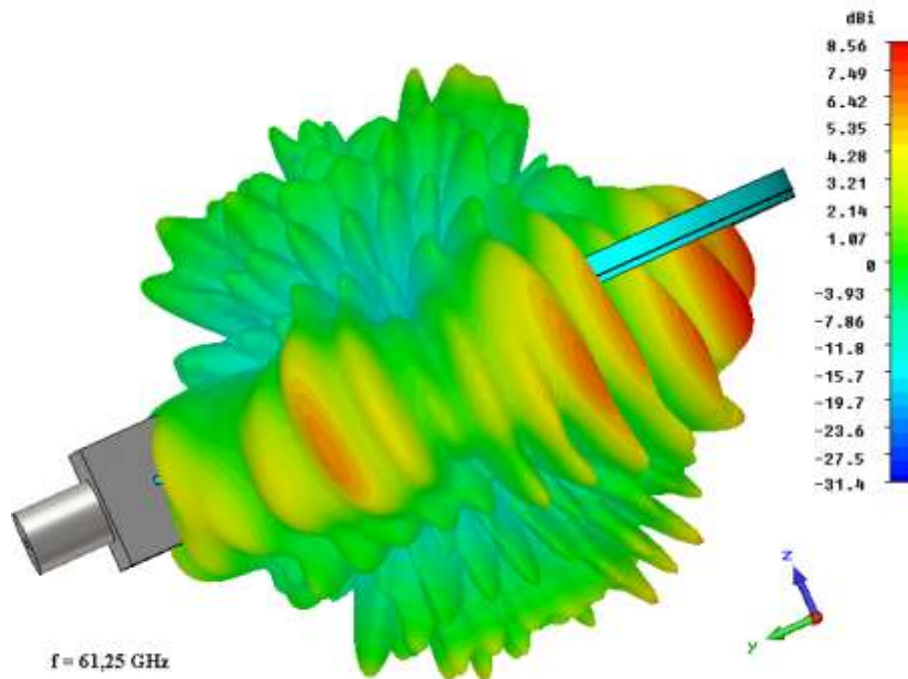


Obr. 3.47: Frekvenční závislost činitele odrazu S_{11} kruhové antény s pásy - srovnání

Grafická závislost směrových charakteristik v horizontální rovině (rovina antény obr. 3.48) upozorňuje na negativní vliv nesymetrického napájení pomocí GCPW. V místě ze směru připojení napájení je patrné výrazné minimum, naopak vyzařování je takto více směrováno v ose antény a dosahuje zisku až 7 dBi.



Obr. 3.48: Směrová vyzařovací charakteristika kruhové antény s pásy v horizontální rovině - srovnání

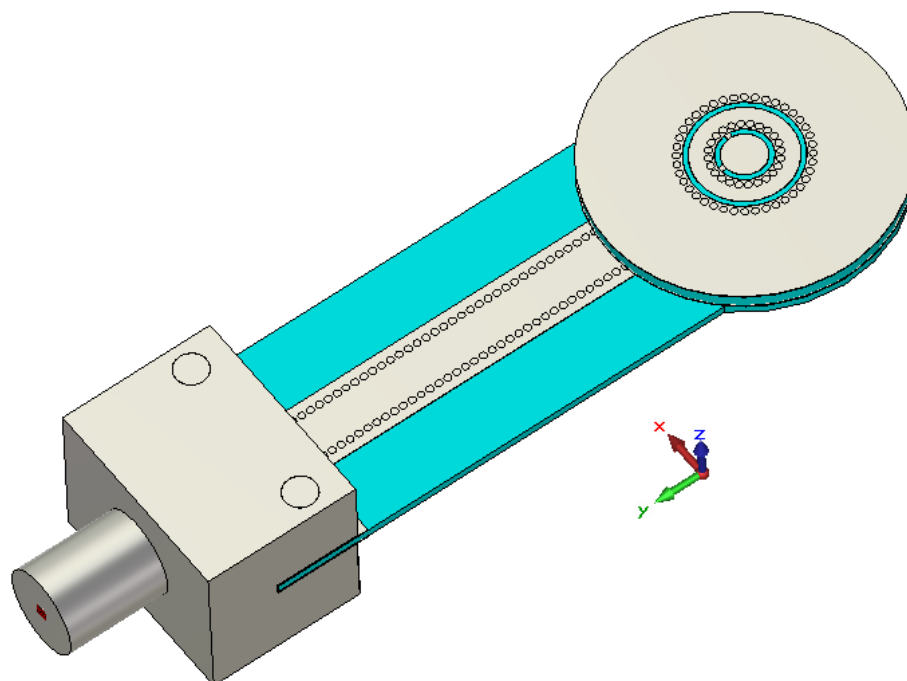


Obr. 3.49: 3D směrová vyzařovací charakteristika antény s pásky s GCPW

3D směrová vyzařovací charakteristika (obr. 3.49) opět slouží pro ucelení představy o navržené anténě. Ve vertikálním směru od středu antény je úroveň záření téměř zanedbatelná, podobně jako tomu bylo u antény napájené koaxiální sondou. Celková účinnost této kruhové antény je i vzhledem k nesymetrickému napájení pouze 60 %. Protože se však v praxi nepředpokládá využití takto vyrobené samotné antény, bude rozhodujícím znakem až účinnost výsledné anténní jednotky popsané v jedné z dalších kapitol.

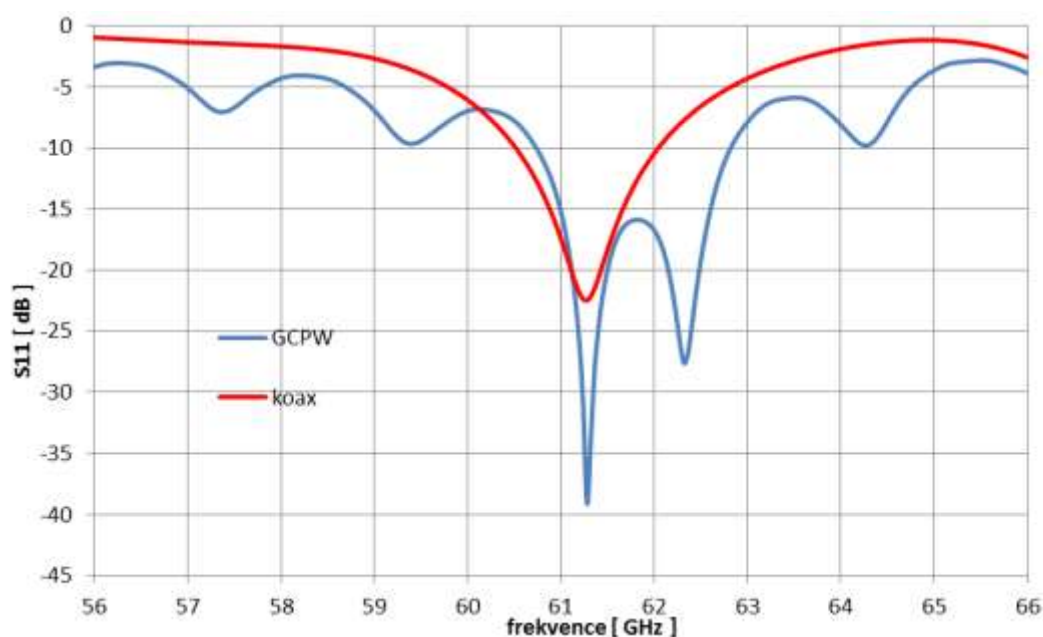
3.6 Transformace kruhové šěrbinové antény na napájecí strukturu GCPW

Tato transformace vychází ze stejných postupů, kterých bylo využito v předchozí části diplomové práce. Opět se v zemní kovové ploše napájecí síť GCPW s přechodem na SIW vytvoří výřez, stejně tak v zemní ploše antény. Obě takto upravené části se vzájemně vodivě propojí a vznikne tak motiv uvedený na obrázku níže (obr. 3.50). Důležité upozornění se týká použitých substrátů, kdy napájecí vedení je vytvořeno na materiálu CuClad 233 (výška $h = 0,508 \text{ mm}$) a kruhová šěrbinová anténa obsahuje CuClad 217 (výška $h = 0,787 \text{ mm}$). Stalo se tak v důsledku omezené nabídky výšek substrátů pro materiál CuClad 233 ve školní dílně. Pokud by byla v budoucnu řešena realizace pro průmyslové využití antény, bylo by vhodné sjednotit substrát pro napájecí síť i anténní element. V tomto dokumentu již nezbyl prostor pro přepočítání a jednotný návrh struktur, proto rozdílná relativní permitivita ϵ_r materiálů může ve výsledku sehrát roli v horším přizpůsobení na pracovní kmitočet.



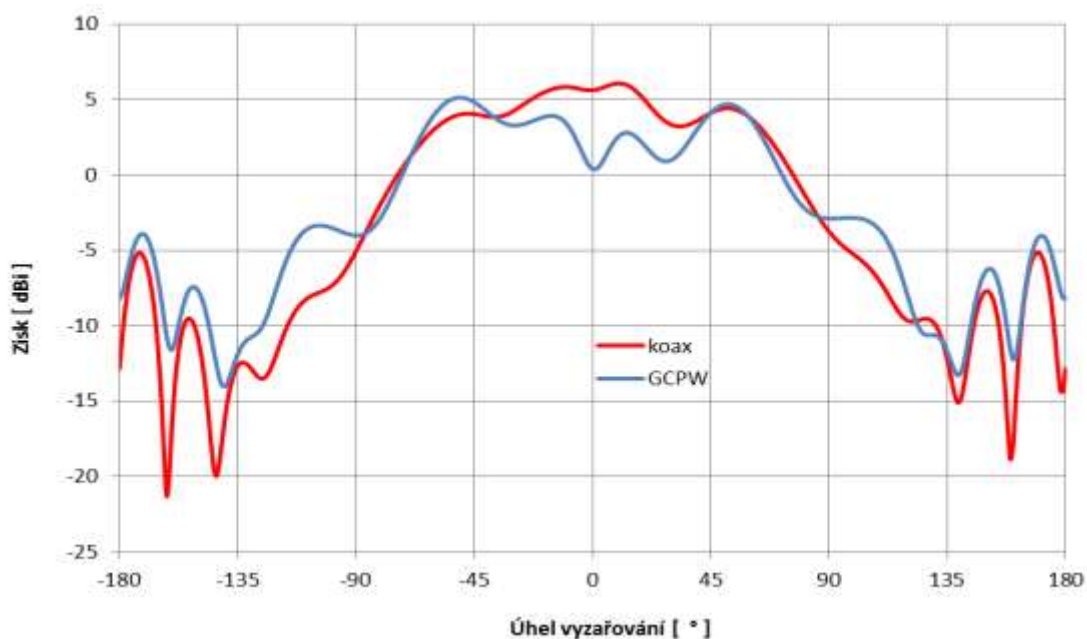
Obr. 3.50: Motiv výsledné struktury kruhové šěrbinové antény s GCPW

Provedením časové analýzy v programu CST MWS byl zjištěn posun pracovního kmitočtu. Parametrickým rozmitáním vzdálenosti r_3 šěrbiny od středu antény bylo docíleno přizpůsobení činitele odrazu $S_{11} = -22$ dB na frekvenci 61,25 GHz, včetně dostatečné šířky pásma pro ISM. Hodnota r_3 namísto původních 1,365 mm nyní představuje 1,53 mm. Z uvedeného obrázku (obr. 3.51) je zřejmé, že antény navržené s různými typy napájení vykazují velmi dobrou shodu průběhů frekvenční závislosti činitele odrazu.

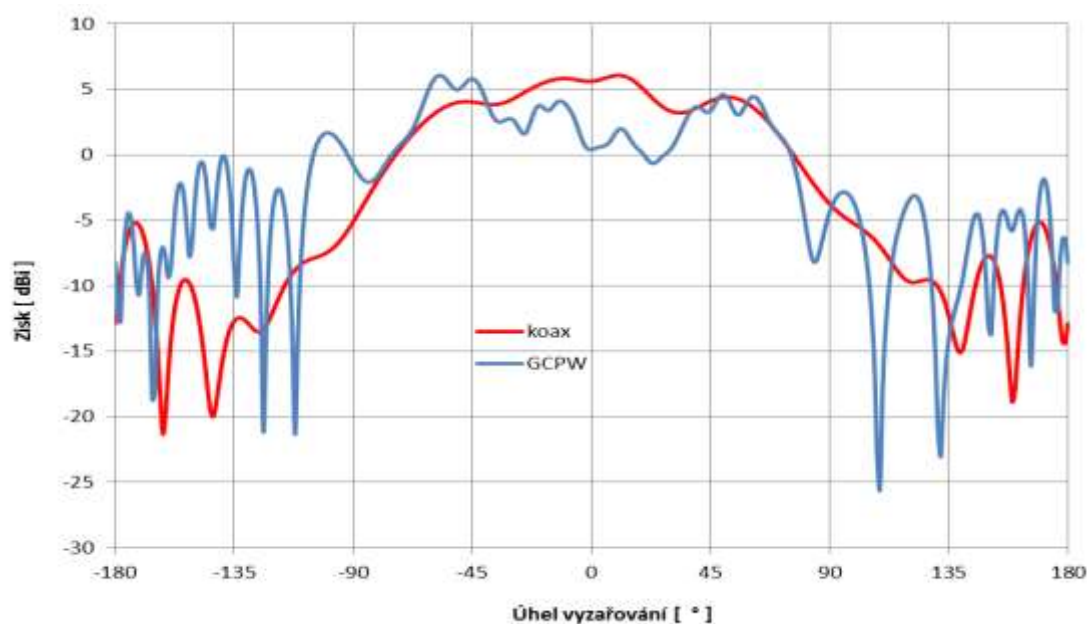


Obr. 3.51: Frekvenční závislost činitele odrazu S_{11} kruhové šěrbinové antény - srovnání

Porovnání směrových charakteristik poukazuje u struktury s GCPW na pokles úrovně zisku kolem středu antény. Tento jev je zapříčiněn snahou o zachování poměrně širokého úhlu vyzařování ve vertikální rovině. Jedná se tedy o kompromis mezi dostatečnou úrovní zisku, šířkou vyzařovacího laloku a dobrým přizpůsobením. Pro objektivní představu je nezbytné uvést roviny $\Phi 0^\circ$ (obr. 3.52) a $\Phi 90^\circ$ (obr. 3.53) v absolutní míře směrovosti.

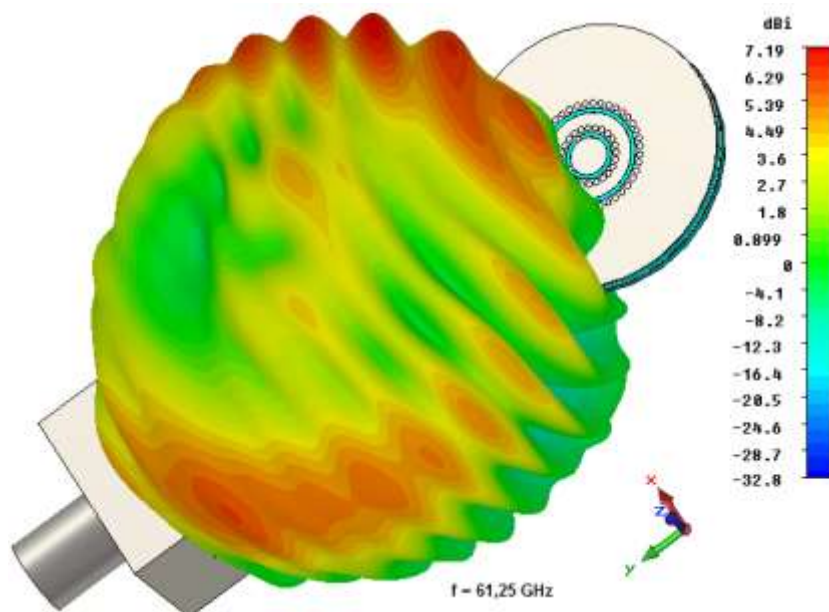


Obr. 3.52: Směrová vyzařovací charakteristika kruhové štěrbinové antény v rovině $\Phi 0^\circ$ - srovnání



Obr. 3.53: Směrová vyzařovací charakteristika kruhové štěrbinové antény v rovině $\Phi 90^\circ$ - srovnání

Komplexní pohled na směrové charakteristiky nabízí opět 3D zobrazení (obr. 3.54). Rozložení vyzařování není příliš rovnoměrné, místy se objevují oblasti s malým ziskem, na okrajích je naopak zisk vyšší. Ze závislostí uvedených v této kapitole vyplývá, že při analýze kruhové štěrbinové antény (se zařazením dvou přerušení vnitřní štěrbin) s nesymetrickým napájením je velmi složité najít vhodné řešení pro docílení relativně všesměrového vyzařování s dostatečnou úrovní zisku.



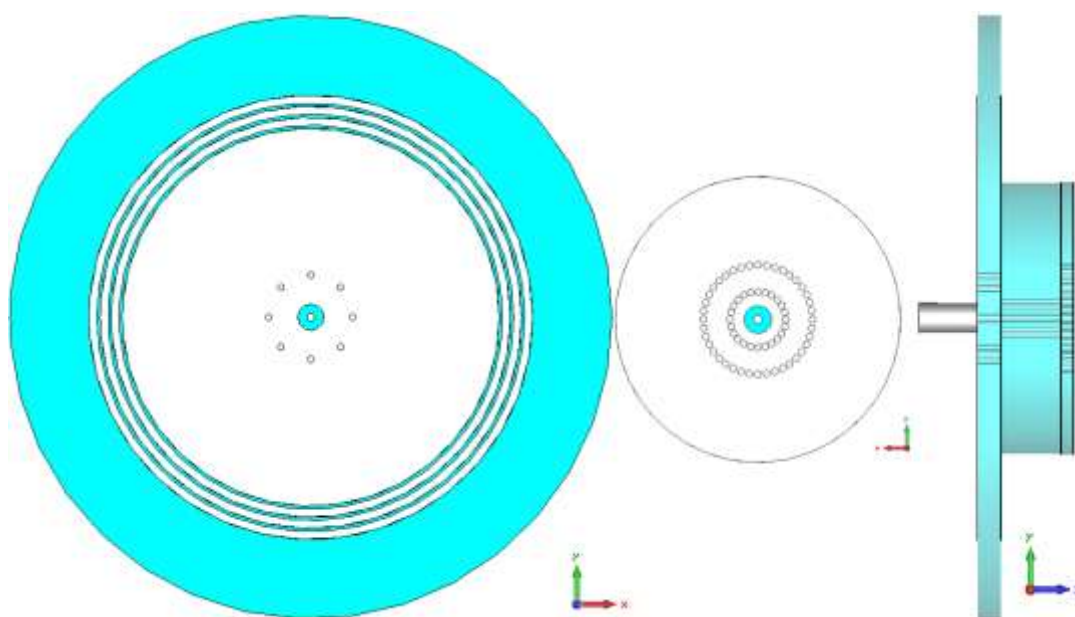
Obr. 3.54: 3D směrová vyzařovací charakteristika štěrbinové antény s GCPW

4 ANTÉNNÍ ŘADA – JEDNOTKA PŘÍSTUPOVÉHO BODU

Vytvoření anténní jednotky pro aplikaci přístupového bodu off-body komunikace se nabízí pomocí propojení již hotových elementů kruhových antén. Celá struktura by v ideálním případě měla vyzařovat relativně všesměrově. Následující pasáž proto popíše jednotlivé kroky, které byly provedeny při pokusech o dosažení výsledné anténní jednotky s požadavky uvedenými v zadání diplomové práce.

4.1 Návrh anténní jednotky a parametrické analýzy

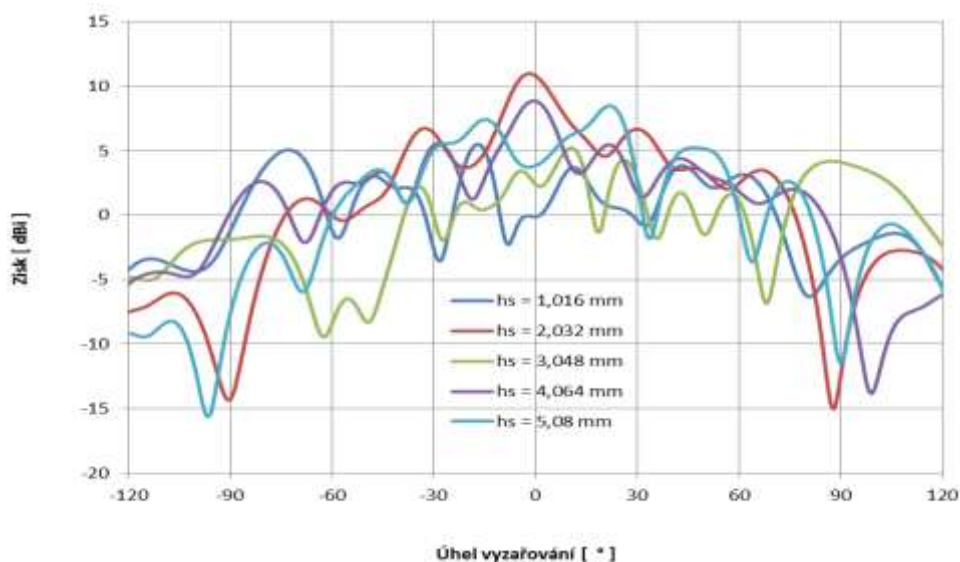
Na počátku jsou připraveny oba elementy kruhových antén s původními rozměry tím způsobem, že do jejich kovových ploch je zařazen opět kruhový výřez, podobně jako tomu bylo u transformace na napájecí GCPW strukturu. Poloměr výřezu je volen stejně jako poloměr dielektrika koaxiální sondy (viz kapitola 2.5). Po obvodu výřezu jsou v těsné blízkosti zařazeny zkratovací piny, které prochází vloženým substrátem CuClad 217 o výšce h_s až ke spodní desce kruhové štěrbinové antény. Následující obrázek (obr. 4.1) v zásadě shrnuje veškeré dílčí části, které byly do sebe postupně zakomponovány.



Obr. 4.1: Postup sestavení anténní jednotky

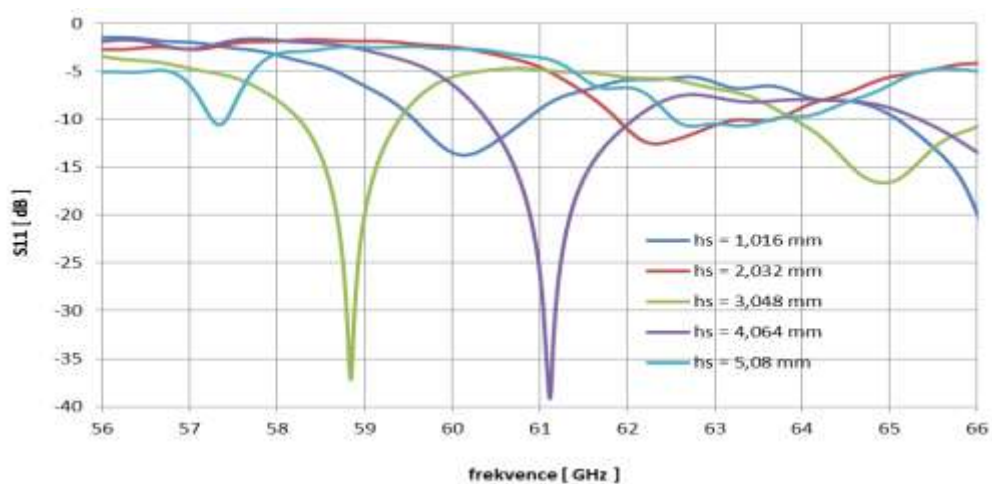
Prvotní časovou analýzou se substrátem o výšce $h_s = 0,508$ mm bylo zjištěno, že přizpůsobení na pracovním kmitočtu 61,25 GHz nedosahuje dostatečné úrovně, navíc účinnost antény odpovídala 77 % a směrové charakteristiky naznačovaly, že šířka vyzařovacího laloku má potenciál k dalšímu zlepšení. Oba kruhové anténní elementy byly před spojením do anténní jednotky poměrně kvalitně naladěny, proto se nepředpokládá, že změna jejich parametrů je efektivním způsobem vedoucím k většímu přizpůsobení činitele odrazu či k dosažení všesměrovosti. Nabízí se tedy přikročit k parametrické analýze prvků, které souvisí s vloženým mikrovlnným substrátem, tedy

počet a vzdálenost zařazených zkratovacích pinů a výšky substrátu h_s . Simulace s posunem pinů dále od kruhového výřezu v kovové ploše antén znamenala sice mírné zlepšení přizpůsobení na středním kmitočtu pásma ISM, ovšem směrových charakteristik se změna téměř netýkala. Možnost skýtalo zkoumání vlivu výšky substrátu h_s , kdy bylo provedeno několik parametrických analýz, z nichž do přehledného výčtu bylo zařazeno pouze pár nejzajímavějších (obr. 4.2).



Obr. 4.2: Vliv změny výšky substrátu h_s na směrovou charakteristiku v rovině $\Phi 0^\circ$

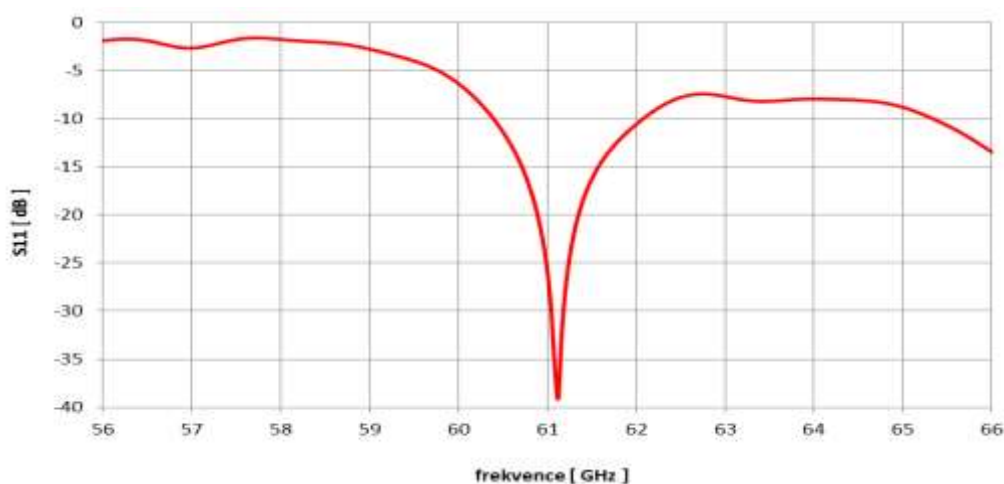
Samotné směrové vyzařovací diagramy nelze považovat za dostatečně vypovídající a je třeba konfrontovat s frekvenční závislostí činitele odrazu (obr. 4.3). V průběhu celé diplomové práce bylo přistupováno ke vhodným kompromisům tak, aby docházelo k co největšímu uspokojení požadavků, jinak se tomu děje i nyní. Směrové charakteristiky roviny $\Phi 90^\circ$ není třeba uvádět, protože vykazovala znaky téměř dokonalé symetrie. Vyhodnocení výsledných parametrů návrhu anténní jednotky je k nalezení v další kapitole dokumentu.



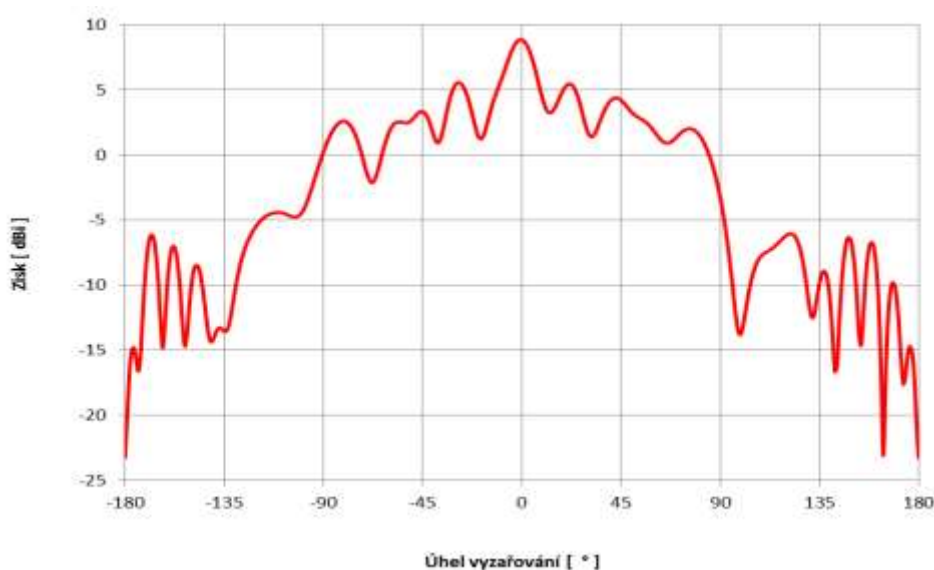
Obr. 4.3: Vliv změny výšky substrátu h_s na frekvenční závislost činitele odrazu

4.2 Vyhodnocení anténní jednotky

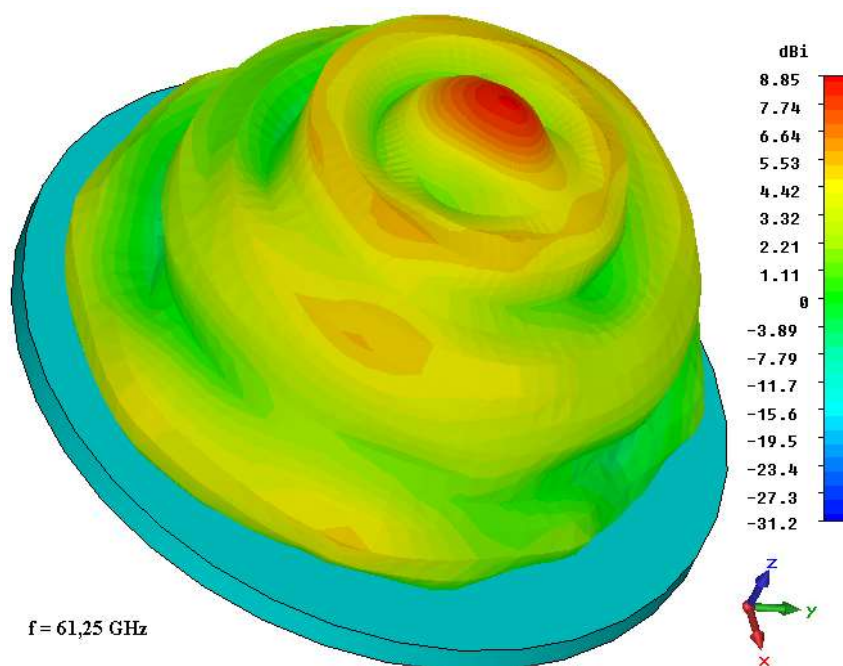
Vzájemným porovnáním několika proběhlých analýz výšky substrátu, byla jako nejvhodnější zvolena velikost $h_s = 4,064$ mm, která se blíží délce vlny λ v substrátu. V této výšce uvedený substrát CuClad 217 není k dostání, ovšem lze ho docílit drobnou lstí, kdy se zkombinují různé materiály na celkový požadovaný rozměr. Při hledání kompromisu mezi dostatečným přizpůsobením na pracovním kmitočtu a relativně všesměrového vyzařování nad kritickou hodnotou úrovně zisku 0 dBi, bylo dosaženo následujících výsledků. Frekvenční závislost činitele odrazu S_{11} (obr. 4.4) ukazuje velmi potěšujících -38 dB, přičemž šířka pásma ISM je pokryta s velkou rezervou. Směrová charakteristika v rovině Phi 0° (stejně tak Phi 90°) hovoří o poměrně širokém vyzařovacím svazku, který (zanedbáme-li drobný pokles na -70°) činí až 175° (obr. 4.5). Z porovnání směrových charakteristik uvedených v kapitole 3.6 došlo jednoznačně k rozšíření vyzařování.



Obr. 4.4: Frekvenční závislost činitele odrazu S_{11} anténní jednotky



Obr. 4.5: Směrová vyzařovací charakteristika anténní jednotky v rovině Phi 0°



Obr. 4.6: 3D směrová vyzařovací charakteristika anténní jednotky

Opět tradiční 3D směrová vyzařovací charakteristika nabízí pohled na barevně odstupňovanou škálu úrovně zisku (obr. 4.6). Maximum ve středu anténní jednotky dosahuje velikosti až 8,85 dBi. Celková účinnost takto navržené struktury činí 85 %. Vyzařování této anténní jednotky nepůsobí ve všech směrech celistvě, avšak použití na krátké vzdálenosti pro off-body komunikaci se zdá být reálné.

Za účelem dosažení větší všesměrovosti spolu s větší úrovní zisku připadá v úvahu použití dvou na sebe navázaných kruhových antén s rezonančními pásy. Teoreticky by tak vznikla anténní řada třech elementů, z nichž dva spodní by zářením s vyšším ziskem lépe pokryly horizontální rovinu a třetí (kruhová štěrbinová anténa) by obstarala záření ve vertikálním směru.

Návrh anténní jednotky bohužel zůstal pouze v rámci provedených analýz a simulací. Pro vývoj struktury anténní jednotky bylo vhodné nejprve vyrobit a experimentálně ověřit kruhové elementy, aby došlo k potvrzení správnosti návrhu a zhodnocení realizovatelnosti v laboratorních podmínkách. Hlavní roli tedy sehrálo časové hledisko, kdy výroba a měření proběhlo ve stanoveném termínu na konci semestru. Rovněž lze polemizovat, zda je takto navržená anténní jednotka na půdě Ústavu Radioelektroniky realizovatelná s dostatečnou přesností, vzhledem k vzájemnému napojení několika struktur včetně lepení substrátů.

Alespoň slovní komentář si zaslouží anténní jednotka transformovaná na napájecí GCPW strukturu, která v tomto dokumentu uvedena není. Analýza však proběhla, bylo dosaženo přizpůsobení na mezní hodnotě pro pokles činitele odrazu $S_{11} = -10 \text{ dB}$, ovšem zřejmě i díky nesymetrii napájení anténní jednotka nevykazovala požadované relativně všesměrové vlastnosti. Na mnoha místech se objevovala výrazná minima zisku a účinnost dosahovala pouhých 55 %.

5 VÝROBA A EXPERIMENTÁLNÍ MĚŘENÍ

Konečně se diplomová práce dostává do fáze, kde bude teoretických poznatků, navrhovaných struktur a výpočetních analýz využito k porovnání s experimentálně vyrobenými anténními elementy. Po získání finálních výsledků z programu CST MWS došlo k exportu motivů napájení i anténních prvků do souboru gerber. Rovněž vzhledem k četným prokoveným otvorům bylo třeba vytvořit tzv. vrtací list, který slouží jako dokumentace pro CNC obráběcí stroj umístěný ve školní dílně. Veškeré podklady byly předány do výroby včetně potřebných mikrovlnných substrátů.

Po dokončení procesu výroby desek plošných spojů následovala kompletace napájení a antény. Ke spojení napájecí a anténní části posloužila páska s pryskyřičným lepidlem označovaná jako 467MP, která zajišťuje vynikající přilnavost mezi kovem a dielektrickým materiálem [20]. Konkrétní vzorky anténních elementů jsou zobrazeny na fotografii (obr. 5.1).



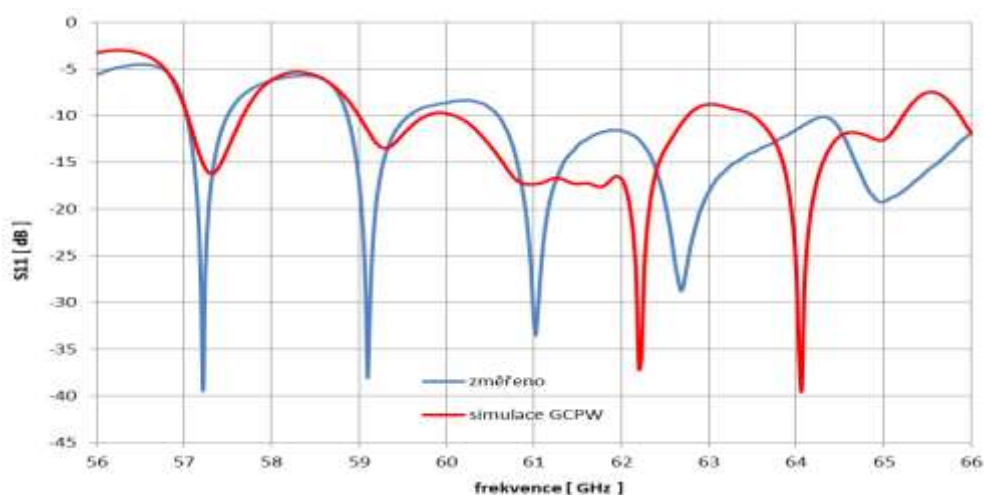
Obr. 5.1: Vlevo kruhová šterbinová anténa, vpravo kruhová anténa s rezonančními pásky

Samotné experimentální měření sestávalo ze dvou částí – měření činitele odrazu S_{11} (S-parametry) a měření směrových vyzařovacích charakteristik. Oba typy měření se uskutečnily pro anténu ve volném prostoru, vzhledem k předpokládanému použití pro off-body komunikace. Měření S-parametrů proběhlo s pomocí speciálního vektorového obvodového analyzátoru (*Vector Network Analyzer - VNA*), který je schopen poradit si i s tak vysokým kmitočtem. Měření směrových charakteristik v bezodrazové stíněné komoře zkomplikovalo nesnadné připevnění kruhové antény s rezonančními pásky, kde byl požadavek na měření vyzařování v horizontální rovině antény Theta 90° . Automaticky nastaveným otáčením antény s krokem jeden stupeň došlo ke změření velikosti zisku staticky umístěnou referenční přijímací anténou. Umístění kruhové šterbinové antény již neznamenal velký problém, ovšem změřeny byly roviny Phi 0° a Phi 90° .

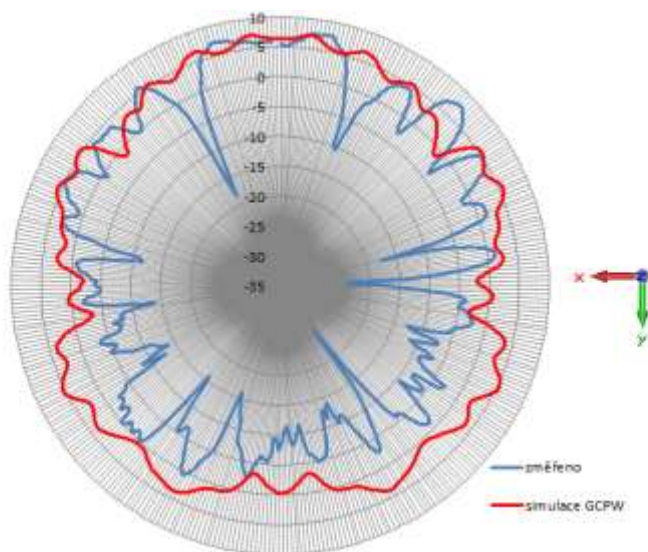
5.1 Kruhová anténa s rezonančními pásy - zhodnocení

Celý vývoj anténních elementů včetně napájecí struktury provázely obavy z nejistých výsledků. Vzhledem k velmi vysokému kmitočtovému pásmu 61 GHz a tím drobným rozměrům, vyžadovala realizace nadstandardně přesnou výrobu. Z celkového počtu čtyř vzorků pro každou variantu antény, byly vybrány ty, které svými naměřenými parametry nejlépe odpovídaly simulovaným průběhům.

Frekvenční závislost činitele odrazu S_{11} (obr. 5.2) nasvědčuje tomu, že ačkoliv je rezonanční špička měřeného vzorku na krajním kmitočtu pásma ISM (61 GHz), nikoliv v jeho úplném středu, lze přesto konstatovat, že požadovaného přizpůsobení při poklesu alespoň o -10 dB bylo dosaženo s rezervou. Posun rezonance může být způsoben různými vlivy, ale nejpravděpodobnější se zdá být nedokonalé sesazení napájení a antény při kompletaci elementu.



Obr. 5.2: Frekvenční závislost činitele odrazu S_{11} kruhové antény s pásy - měření

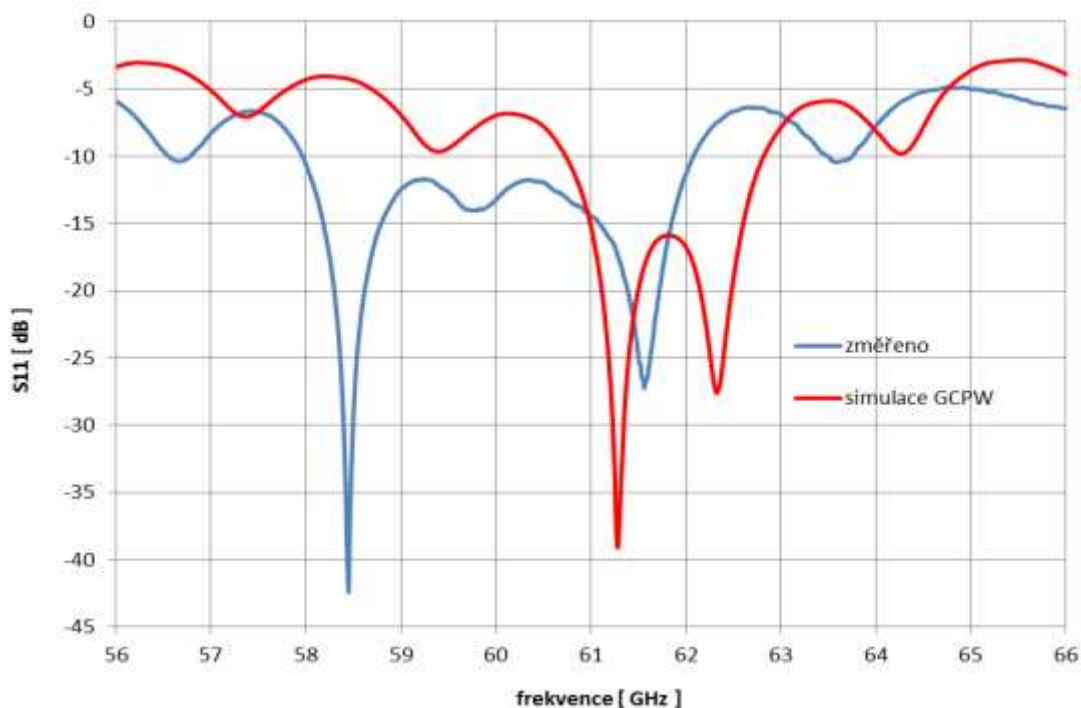


Obr. 5.3: Směrové vyzařovací charakteristiky kruhové antény s pásy v horizontální rovině - měření

Směrové vyzařovací charakteristiky v horizontální rovině Theta 90° (obr. 5.3) je třeba vnímat tak, zda alespoň tvarově přibližně odpovídají výpočetní simulaci. Při podrobném pohledu lze spatřit výraznější maximum v ose $-y$, a to jak u simulovaného, tak u měřeného průběhu. Naopak značný pokles zisku u obou charakteristik je v ose y , což představuje místo ze směru od napájení GCPW. Rozdíly zřejmě vznikly tak, že rovina antény v simulaci neodpovídá zcela přesně měřené rovině. Chybu by pravděpodobně zmenšilo opakované měření, které však nebylo z organizačních důvodů možné. Rovněž může být příčinou přepočet, kdy je měřena úroveň amplitudy, posléze dojde k převodu na hodnotu zisku (v dBi) pomocí referenčních úrovní přijímací antény a kabelu. Tyto reference mohou zaznamenat drobnou odchylku. V poslední řadě může být na vině rovněž rozptyl na napájecím konektoru, zde však vliv zřejmě nebude příliš markantní.

5.2 Kruhová šěrbinová anténa – zhodnocení

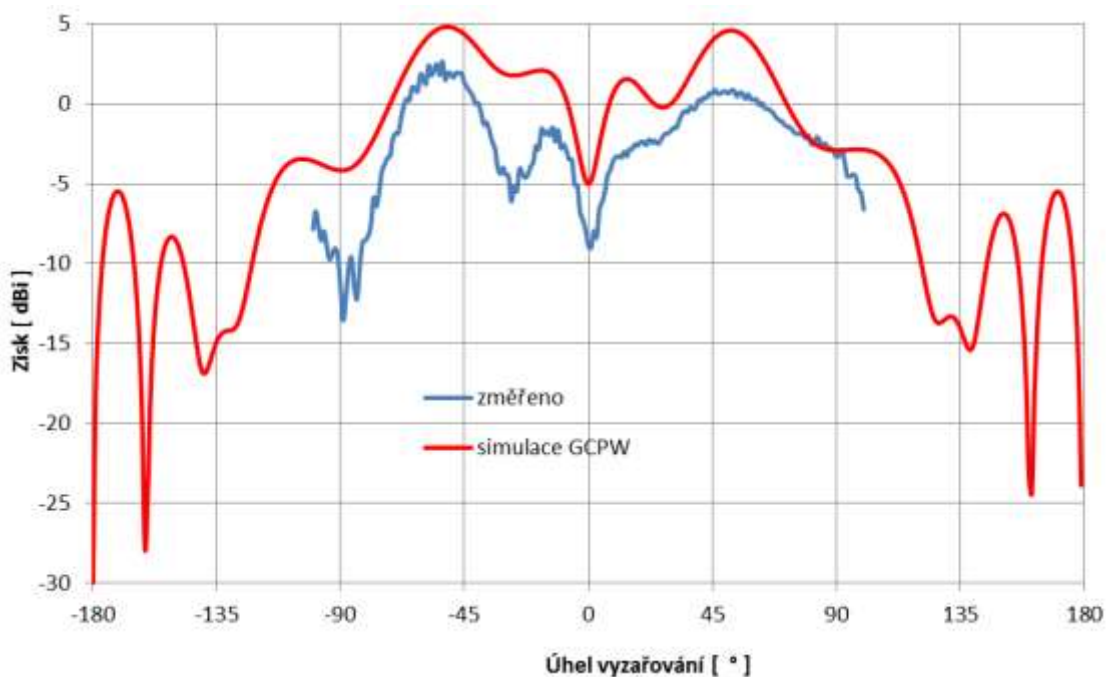
Na tento typ vyrobené kruhové šěrbinové antény byly kladeny ještě více kritické požadavky na rozměry, než předchozí anténa. Jednalo se převážně o velmi malou vzdálenost r_3 šěrbin od středu, která má zásadní vliv na přizpůsobení. Z frekvenční závislosti činitele odrazu (obr. 5.4) je patrné rozladění kmitočtu ze středu ISM pásma. Ovšem i přesto došlo k dostatečnému přizpůsobení, kdy S_{11} odpovídá hodnotě -16 dB, přičemž rovněž šířka pásma vyhovuje.



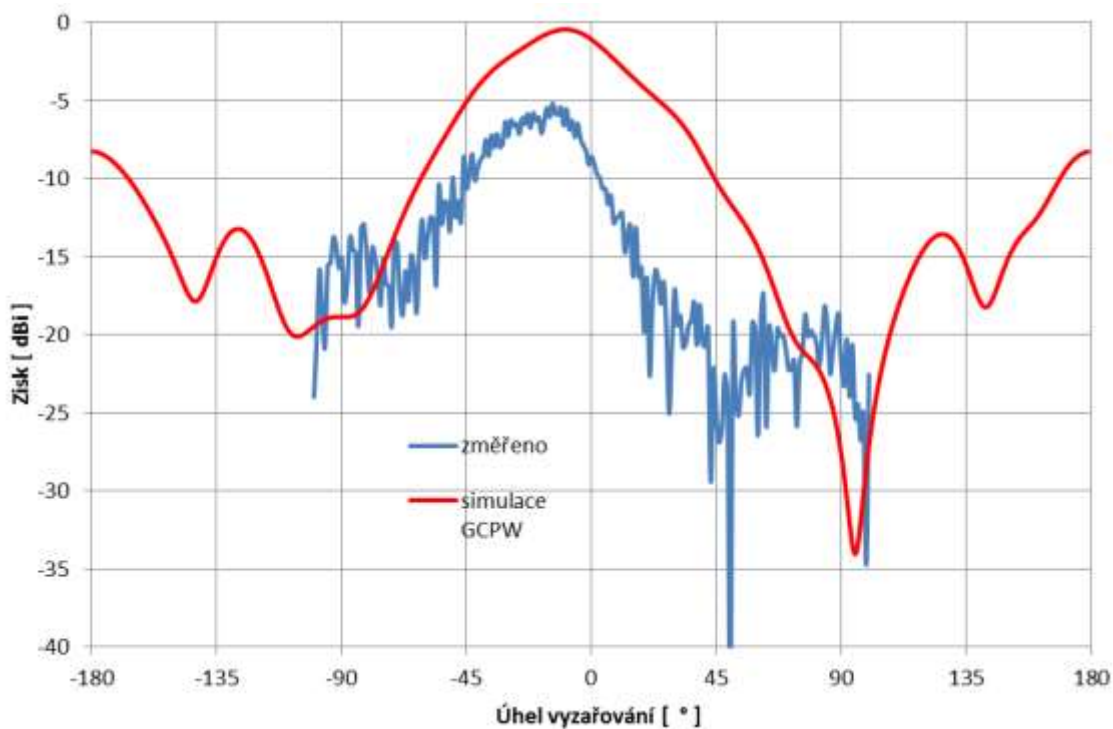
Obr. 5.4: Frekvenční závislost činitele odrazu S_{11} kruhové šěrbinové antény - měření

Směrové vyzařovací charakteristiky v rovině Phi 0° a Phi 90° vyžadovaly měření dvou polarizačních složek, které jsou u tohoto typu antény uplatněny. Z obrázků pro rovinu Phi 0° (obr. 5.5 a obr. 5.6) lze pozorovat, že dominantní složkou je Theta.

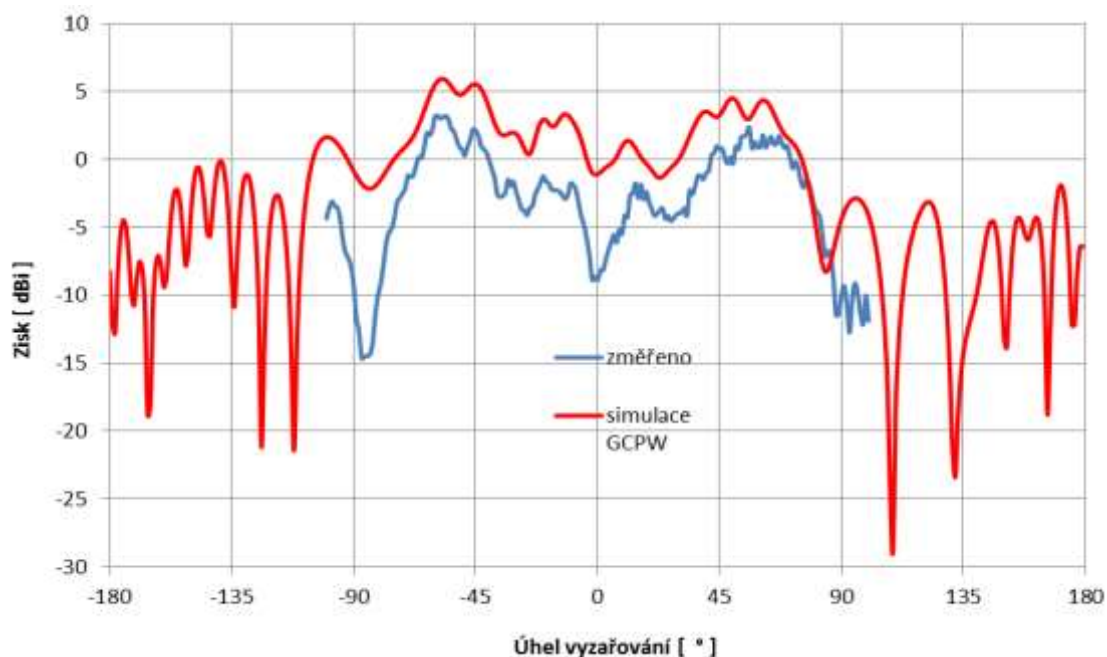
Průběhy obou složek svým tvarem naznačují opět zjevnou shodu se simulovaným průběhem, jejich úroveň ovšem nedosahuje stejných hodnot. Vysvětlení se opět nabízí v převodu na hodnotu zisku pomocí referenčních úrovní přijímací antény a kabelu, jinými slovy mohlo dojít k většímu útlumu na trase mezi vysílací a přijímací anténou než jaký je v referenčních úrovních zahrnutý.



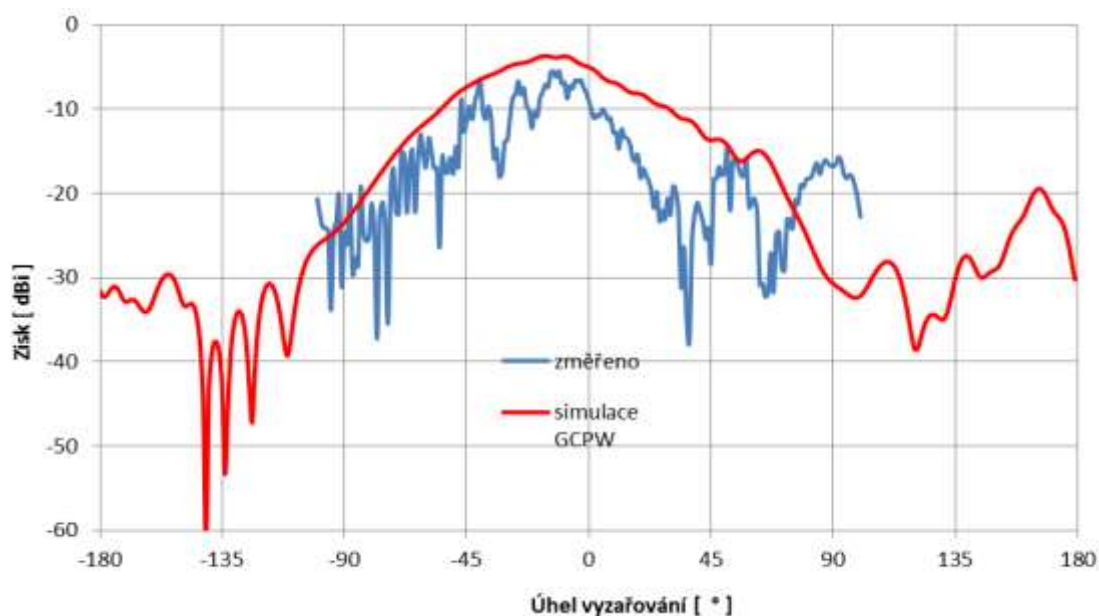
Obr. 5.5: Směrové vyzařovací charakteristiky v rovině Φ 0° , složka Theta



Obr. 5.6: Směrové vyzařovací charakteristiky v rovině Φ 0° , složka Phi



Obr. 5.7: Směrové vyzařovací charakteristiky v rovině $\Phi 90^\circ$, složka Theta



Obr. 5.8: Směrové vyzařovací charakteristiky v rovině $\Phi 90^\circ$, složka Phi

Podobných výsledků dosahují vyzařovací charakteristiky v rovině $\Phi 90^\circ$ (obr. 5.7 a obr. 5.8), kde je opět dominantní složkou Theta. Aby bylo možné výsledky objektivněji vyhodnotit, slouží pro kombinaci obou složek vyzařování zobrazení v absolutní hodnotě, které je pro tento typ simulované antény zachycen v grafických závislostech na obrázku obr. 3.52 a obr. 3.53 v kapitole 3.6. Lze předpokládat, že měřené průběhy by po přepočtu do absolutní hodnoty dosahovaly podobných tvarů, avšak s menší úrovní zisku. Více o výpočtu absolutní hodnoty směrovosti v nápovědě programu CST MWS [6].

6 ZÁVĚR

První fází této diplomové práce bylo stanovení základních pojmů komunikace na vysokých kmitočtech, zejména pak pásma ISM 61 GHz a off-body přenosu informace. Teoretický rozbor se věnoval jevům v prostředí milimetrových vln, převážně ztrátám volným prostorem, které způsobují značný útlum na trase rádiového spoje a limitují tak použitelnost antén na delších vzdálenostech.

Další kapitola je zaměřena na výběr vhodné anténní struktury, která by za předpokladu pozdější transformace dosahovala relativně všesměrového vyzařování. Podmínkou je dostatečně velký zisk a možnost tvořit anténní řadu. Zvolena byla kovová trychtýřová anténa (tzv. H-apertura), která byla posléze za pomoci empirických výpočetních vztahů restrukturalizována a integrována do dielektrického substrátu. Z několika druhů napájecích vedení byla vybrána koaxiální sonda, především z důvodu nízkého vlastního vyzařování a za účelem realizace a možnosti měření rovněž struktura GCPW s přechodem na SIW.

Praktický návrh elementu anténní jednotky se skládal nejprve ze systematicky prováděných parametrických analýz horn antény za účelem dosažení maximálního zisku a zároveň zachování dobrého impedančního přizpůsobení. Později byla struktura horn antény jednotlivými kroky přetransformována do tvaru kruhové antény s rezonančními pásky. Tento element anténní jednotky se po vyladění vyznačuje dobrým přizpůsobením v celé šířce pásma ISM 61 GHz a dosahuje relativně všesměrového vyzařování v horizontální rovině s průměrnou hodnotou zisku cca 4 dBi.

V dalším průběhu byla také navrhována do substrátu integrovaná horn anténa se šterbinou, která se charakterizuje příčným vyzařováním ve vertikálním směru. Aplikováním obdobného postupu jako u předchozí horn antény byla vytvořena kruhová šterbinová anténa s průměrnou hodnotou zisku rovněž cca 4 dBi.

Transformace navržených elementů na napájecí síť s GCPW znamenala citelné zhoršení směrových charakteristik, převážně z pohledu nesymetrie napájení. Přizpůsobení činitele odrazu bylo dosaženo bez větších obtíží.

Čtvrtá kapitola byla věnována konstrukci anténní jednotky pomocí již odladěných elementů kruhových antén. Vložením přídatného dielektrického materiálu mezi jednotlivé elementy bylo potlačeno případné vzájemné negativní ovlivňování. Dobré přizpůsobení na pracovním kmitočtu pásma ISM i rozšíření úhlu vyzařování dávají naději, že za předpokladu velmi přesné výroby by anténní jednotka mohla být použitelná pro off-body komunikaci na krátké vzdálenosti. Na tomto místě lze litovat, že neproběhl alespoň pokus o výrobu této anténní řady. Potenciál navržené anténní jednotky lze rozvíjet například zavedením dvou elementů antény s rezonančními pásky, které teoreticky zvýrazní úroveň zisku v horizontálním směru.

Realizace a měření kruhové antény s rezonančními pásky i kruhové šterbinové antény proběhly v laboratorních podmínkách. Frekvenční závislost činitele odrazu S_{11} byla v dobré shodě se simulovanými průběhy. Směrové vyzařovací charakteristiky se svou úrovní zisku lišily zhruba až o 5 dBi, tvarem však simulované křivky téměř kopírovaly. Výrobu a měření lze tedy hodnotit jako uspokojivé.

Veškeré přílohy a výrobní podklady jsou obsahem přiloženého CD nosiče.

LITERATURA

- [1] LUKEŠ, Zbyněk. *Antény v perspektivních kmitočtových pásmech*. Vyd. 1. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2012. 32 s. ISBN 978-80-214-4502-4.
- [2] CHAHAT, N.; ZHADOBOV, M.; LE COQ, L.; ALEKSEEV, S.I.; SAULEAU, R., "Characterization of the Interactions Between a 60-GHz Antenna and the Human Body in an Off-Body Scenario," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.60, no.12, pp.5958,5965, Dec. 2012.
- [3] BAXA, Milan. Nositelná elektronika, inteligentní oděvy a textilie. In: [online]. 6.3.2012 [cit. 2014-12-16]. Dostupné z: <http://www.ft.tul.cz/projekty/KITTOP/download/baxa12.pdf>.
- [4] Česká republika. Sbírka zákonů: Vyhláška o plánu přidělení kmitočtových pásem. In: 2010, roč. 2010, 105/2010 Sb., 38. Dostupné z: https://www.ctu.cz/cs/download/kmitoctova_tabulka/vyhlasaka_105-2010_sb038-10.pdf
- [5] MACOUN, Jindra. Směrovost a zisk antén (2). [online]. roč. 2012, č. 10, s. 2 [cit. 2014-12-15]. Dostupné z: <http://www.anteny-info.cz/docs/extern/Obr.40.%20Sm%C4%9Brovost%20a%20zisk%20ant%C3%A9n%20%282%29.pdf>
- [6] CST STUDIO SUITE 2011 – Online Help.
- [7] BALANIS, C.A., *Antenna Theory: Analysis and Design*, John Wiley & Sons, 2005, ISBN: 047166782X.
- [8] ARLON MICROWAVE MATERIALS. *CuClad Series: Cross-plyed Woven PTFE/Fiberglass* [online]. [cit. 2015-05-20]. Dostupné z: <https://imageserv11.team-logic.com/mediaLibrary/303/Cuclad.pdf>
- [9] MIKULÁŠEK, T. Microstrip patch antennas fed by substrate integrated waveguide. Doctoral thesis. Brno: FEKT VUT v Brně, 2013. pp. 87.
- [10] Substrate Integrated Waveguide. [online]. [cit. 2014-12-15]. Dostupné z: <http://www.microwaves101.com/encyclopedias/substrate-integrated-waveguide>
- [11] Ch.9: *Waveguides* [online]. [cit. 2014-12-16]. Dostupné z: <http://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/ch09.pdf>
- [12] RAIDA, Z. a kol., *Multimediální učebnice*. Elektronické skriptum, Brno: FEKT VUT v Brně, 2010.
- [13] HASCO, INC. [online]. [cit. 2015-05-20]. Dostupné z: <http://www.hasco-inc.com/categories/connectors/1-85mm-connectors.html>
- [14] PUSKELY, Jan, Michal POKORNY, Jaroslav LACIK a Zbynek RAIDA. *Antenna implementable into button for on-body communications at 61 GHz*. ISBN 10.1109/eucap.2014.6902080.
- [15] SIMONS, Rainee N. *Coplanar waveguide circuits, Components, and Systems*. New York: John Wiley, 2001. ISBN 0-471-22475-8.
- [16] End Launch Connectors – Microstrip Test Data. [online]. [cit. 2015-05-20]. Dostupné z: <http://mpd.southwestmicrowave.com/products/family.php?family=152>

- [17] ESQUIUS-MOROTE, Marc, Benjamin FUCHS, Jean-Francois ZURCHER a Juan R. MOSIG. *A Printed Transition for Matching Improvement of SIW Horn Antennas*. ISBN 10.1109/tap.2012.2231923.
- [18] WONG, M., A.R. SEBAK a T.A. DENIDNI. *A broadside substrate integrated horn antenna*. ISBN 10.1007/springerreference_9295.
- [19] LÁČÍK, J.; MIKULÁŠEK, T. *Circular ring-slot antenna fed by SIW for WBAN applications*. Antennas and Propagation (EuCAP), 8-12 April 2013, p. 213-216. ISBN: 978-1-4673-2187-7.
- [20] Adhesive Transfer Tapes with Adhesive 200MP. [online]. [cit. 2015-05-20]. Dostupné z: <http://www.myassettag.com/3M-467.pdf>

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

<i>ISM</i>	Industry, Science and Medical application
<i>SIW</i>	Substrate integrated Waveguide
<i>BAN</i>	Body-Area Networks
<i>WiFi</i>	Komunikační standard pro bezdrátový přenos dat (Wireless Fidelity)
<i>GPS</i>	Global Positioning System
L_z	Ztráty volným prostorem
d_s	Délka rádiového spoje
λ	Vlnová délka volného prostoru
<i>ČTÚ</i>	Český Telekomunikační Úřad
<i>ITU-R</i>	Mezinárodní telekomunikační unie – sektor radiokomunikací
<i>D</i>	Činitel směrovosti
a_1	Šířka ústí apertury
ρ_2	Délka ústí apertury
<i>HPBW</i>	Half-Power-Beam Width (úhlová šířka hlavního laloku)
$tg(\delta)$	Ztrátový činitel (dielektrika)
h	Výška substrátu
ε_r	Relativní permitivita materiálu
<i>PTFE</i>	Polytetrafluorethylen (teflon)
t	Tloušťka pokovení
<i>PEC</i>	Dokonale vodivý materiál
<i>TE</i>	Příčně elektrický vid
<i>IEC</i>	International Electrotechnical Commission
f_c	Kritický kmitočet vidu
c	Rychlost světla ve vakuu
k_c	Vlnové číslo
m, n	Vidová čísla
a, b	Vnitřní rozměry kovového vlnovodu
a_d	Delší strana vlnovodu vyplněného dielektrikem
a_s	Ekvivalentní rozměr delší strany vlnovodu integrovaného do substrátu
λ_c	Kritická vlnová délka vidu
λ_g	Délka vlny ve vlnovodu integrovaného do substrátu

λ_0	Délka vlny ve vakuu
f_r	Rezonanční (pracovní) kmitočet
d	Průměr prokovených kruhových otvorů (pinů)
p	Rozestup mezi prokovenými kruhovými otvory
d_0	Průměr středního vodiče koaxiálního napáječe
D_0	Průměr dielektrika v koaxiálním napáječi
Z_0	Charakteristická zakončovací impedance
<i>GCPW</i>	Grounded Co-Planar Waveguide (zemněný koplanární vlnovod)
<i>PSV</i>	Poměr stojatých vln
L_{eq}	Ekvivalentní délka rezonančního pásku
L	Skutečná délka rezonančního pásku
<i>S11</i>	Činitel odrazu
L_p	Hloubka vniku sondy do substrátu
L_s	Délka přesahu substrátu
N	Počet rezonančních pásků
s	Šířka mezery mezi rezonančními pásky
r_1	Poloměr vzdálenosti zkratovacích pinů od koaxiálního napáječe
r_2	Poloměr kruhového středu
f_0	Střední pracovní kmitočet
W_\S	Šířka štěrbiny
L_a	Délka ústí apertury
L_\S	Délka štěrbiny
v	Vzdálenost zkratovacích pinů od štěrbiny
r_3	Vzdálenost štěrbiny od středu antény
r_4	Vzdálenost vnější od vnitřní štěrbiny
r_5	Poloměr antény
h_\S	Výška vloženého substrátu
<i>CNC</i>	Computer Numeric Control (číslicové řízení počítačem)
<i>VNA</i>	Vector Network Analyzer (vektorový obvodový analyzátor)